This is a digital copy of a book that was preserved for generations on library shelves before it was carefully scanned by Google as part of a project to make the world's books discoverable online.

It has survived long enough for the copyright to expire and the book to enter the public domain. A public domain book is one that was never subject to copyright or whose legal copyright term has expired. Whether a book is in the public domain may vary country to country. Public domain books are our gateways to the past, representing a wealth of history, culture and knowledge that's often difficult to discover.

Marks, notations and other marginalia present in the original volume will appear in this file - a reminder of this book's long journey from the publisher to a library and finally to you.

Usage guidelines

Google is proud to partner with libraries to digitize public domain materials and make them widely accessible. Public domain books belong to the public and we are merely their custodians. Nevertheless, this work is expensive, so in order to keep providing this resource, we have taken steps to prevent abuse by commercial parties, including placing technical restrictions on automated querying.

We also ask that you:

+ *Make non-commercial use of the files* We designed Google Book Search for use by individuals, and we request that you use these files for personal, non-commercial purposes.

+ *Refrain from automated querying* Do not send automated queries of any sort to Google's system: If you are conducting research on machine translation, optical character recognition or other areas where access to a large amount of text is helpful, please contact us. We encourage the use of public domain materials for these purposes and may be able to help.

+ *Maintain attribution* The Google "watermark" you see on each file is essential for informing people about this project and helping them find additional materials through Google Book Search. Please do not remove it.

+ *Keep it legal* Whatever your use, remember that you are responsible for ensuring that what you are doing is legal. Do not assume that just because we believe a book is in the public domain for users in the United States, that the work is also in the public domain for users in other countries. Whether a book is still in copyright varies from country to country, and we can't offer guidance on whether any specific use of any specific book is allowed. Please do not assume that a book's appearance in Google Book Search means it can be used in any manner anywhere in the world. Copyright infringement liability can be quite severe.

About Google Book Search

Google's mission is to organize the world's information and to make it universally accessible and useful. Google Book Search helps readers discover the world's books while helping authors and publishers reach new audiences. You can search through the full text of this book on the web at `http://books.google.com/`

Über dieses Buch

Dies ist ein digitales Exemplar eines Buches, das seit Generationen in den Regalen der Bibliotheken aufbewahrt wurde, bevor es von Google im Rahmen eines Projekts, mit dem die Bücher dieser Welt online verfügbar gemacht werden sollen, sorgfältig gescannt wurde.

Das Buch hat das Urheberrecht überdauert und kann nun öffentlich zugänglich gemacht werden. Ein öffentlich zugängliches Buch ist ein Buch, das niemals Urheberrechten unterlag oder bei dem die Schutzfrist des Urheberrechts abgelaufen ist. Ob ein Buch öffentlich zugänglich ist, kann von Land zu Land unterschiedlich sein. Öffentlich zugängliche Bücher sind unser Tor zur Vergangenheit und stellen ein geschichtliches, kulturelles und wissenschaftliches Vermögen dar, das häufig nur schwierig zu entdecken ist.

Gebrauchsspuren, Anmerkungen und andere Randbemerkungen, die im Originalband enthalten sind, finden sich auch in dieser Datei – eine Erinnerung an die lange Reise, die das Buch vom Verleger zu einer Bibliothek und weiter zu Ihnen hinter sich gebracht hat.

Nutzungsrichtlinien

Google ist stolz, mit Bibliotheken in partnerschaftlicher Zusammenarbeit öffentlich zugängliches Material zu digitalisieren und einer breiten Masse zugänglich zu machen. Öffentlich zugängliche Bücher gehören der Öffentlichkeit, und wir sind nur ihre Hüter. Nichtsdestotrotz ist diese Arbeit kostspielig. Um diese Ressource weiterhin zur Verfügung stellen zu können, haben wir Schritte unternommen, um den Missbrauch durch kommerzielle Parteien zu verhindern. Dazu gehören technische Einschränkungen für automatisierte Abfragen.

Wir bitten Sie um Einhaltung folgender Richtlinien:

+ *Nutzung der Dateien zu nichtkommerziellen Zwecken* Wir haben Google Buchsuche für Endanwender konzipiert und möchten, dass Sie diese Dateien nur für persönliche, nichtkommerzielle Zwecke verwenden.

+ *Keine automatisierten Abfragen* Senden Sie keine automatisierten Abfragen irgendwelcher Art an das Google-System. Wenn Sie Recherchen über maschinelle Übersetzung, optische Zeichenerkennung oder andere Bereiche durchführen, in denen der Zugang zu Text in großen Mengen nützlich ist, wenden Sie sich bitte an uns. Wir fördern die Nutzung des öffentlich zugänglichen Materials für diese Zwecke und können Ihnen unter Umständen helfen.

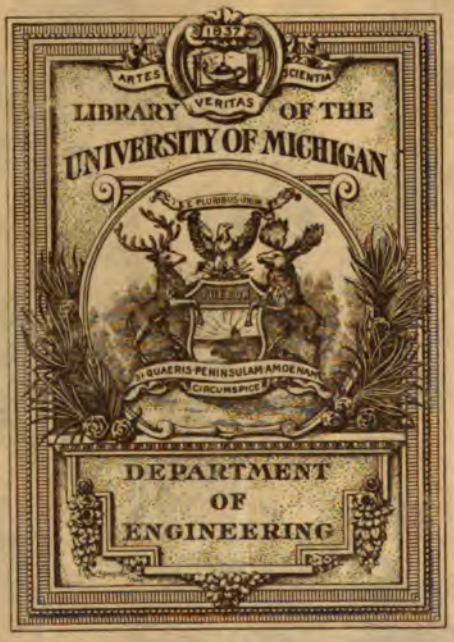
+ *Beibehaltung von Google-Markenelementen* Das "Wasserzeichen" von Google, das Sie in jeder Datei finden, ist wichtig zur Information über dieses Projekt und hilft den Anwendern weiteres Material über Google Buchsuche zu finden. Bitte entfernen Sie das Wasserzeichen nicht.

+ *Bewegen Sie sich innerhalb der Legalität* Unabhängig von Ihrem Verwendungszweck müssen Sie sich Ihrer Verantwortung bewusst sein, sicherzustellen, dass Ihre Nutzung legal ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass ein Buch, das nach unserem Dafürhalten für Nutzer in den USA öffentlich zugänglich ist, auch für Nutzer in anderen Ländern öffentlich zugänglich ist. Ob ein Buch noch dem Urheberrecht unterliegt, ist von Land zu Land verschieden. Wir können keine Beratung leisten, ob eine bestimmte Nutzung eines bestimmten Buches gesetzlich zulässig ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass das Erscheinen eines Buchs in Google Buchsuche bedeutet, dass es in jeder Form und überall auf der Welt verwendet werden kann. Eine Urheberrechtsverletzung kann schwerwiegende Folgen haben.

Über Google Buchsuche

Das Ziel von Google besteht darin, die weltweiten Informationen zu organisieren und allgemein nutzbar und zugänglich zu machen. Google Buchsuche hilft Lesern dabei, die Bücher dieser Welt zu entdecken, und unterstützt Autoren und Verleger dabei, neue Zielgruppen zu erreichen. Den gesamten Buchtext können Sie im Internet unter `http://books.google.com` durchsuchen.

1837
ARTES
SCIENTIA
VERITAS
LIBRARY OF THE
UNIVERSITY OF MICHIGAN
SI QUAERIS PENINSULAM AMOENAM
CIRCUMSPICE
DEPARTMENT
OF
ENGINEERING


1837
ARTES
SCIENTIA
VERITAS
LIBRARY OF THE
UNIVERSITY OF MICHIGAN
E PLURIBUS UNUM
SI QUAERIS PENINSULAM AMOENAM
CIRCUMSPICE
DEPARTMENT
OF
ENGINEERING

Engineering
Library
TK
7
.E34

Gesammelte Elektrotechnische Arbeiten 1897–1912

Gesammelte Elektrotechnische Arbeiten

1897—1912

von

Dr. F. Eichberg

Mit 415 Textfiguren und 1 Tafel

Berlin
Verlag von Julius Springer
1914

Alle Rechte, insbesondere das der
Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten.

Druck der Spamerschen Buchdruckerei in Leipzig.

Vorwort.

Diese Sammlung enthält fast alle meine von 1897 bis 1912 veröffentlichten Arbeiten.

Sie beginnt mit den theoretischen Arbeiten während meiner Assistentenzeit an der technischen Hochschule in Wien (1907—1909) und schließt mit den Veröffentlichungen über die Einführung des Wechselstromsystems auf dem Gebiet der Vollbahnen.

Angehängt sind eine Reihe von Patentschriften, ein Verzeichnis der von Winter und mir, später von mir allein angemeldeten Patente und ein historisch-kritischer Überblick über die Entwicklung des Einphasensystems.

Die Aneinanderreihung geschah nicht immer der Zeitfolge, sondern dem Inhalt nach, doch sind die Abweichungen von der Zeitfolge nur gering.

Wenn ich diese Zusammenstellung meiner elektrotechnischen Arbeiten veröffentliche, so hoffe ich damit den jungen Nachstrebenden zu zeigen, wie ein Ingenieur auf dem ihm überlieferten Boden Neues schaffen kann. So genommen, möge dieses Buch auch einen erzieherischen Wert haben.

Bei der Durchsicht der Fahnen hat mich Herr Dipl.-Ing. Hans Paasche wirksam unterstützt. Ich sage ihm hierfür gerne den besten Dank.

Breslau, im Juni 1913.

F. Eichberg.

300013

Inhaltsverzeichnis.

Seite

I. Beobachtungen über scheinbare Gleichströme im Wechselstromlichtbogen zwischen verschiedenartigen Elektroden 2
Über Lichterscheinungen in elektrolytischen Zellen mit Aluminium- und Magnesiumelektroden 23
Über das Verhalten des Wehneltschen Unterbrechers im Wechselstromkreise 29

II. Über offene Ankerwicklungen 42
Über geschlossene Ankerwicklungen für Gleichstrom-Dynamomaschinen 47
Über die Transformatoreigenschaften der Gleichstromarmatur . . . 63
Über Gleichstromwicklungen, insbesondere Reihenparallelwicklungen 68
Theorie der Äquipotentialverbindungen der Anker von Gleichstrommaschinen 76

III. Zur Erklärung des Görgesschen Phänomens und über die Kaskadenschaltung 82
Über die Zerlegung des oszillierenden Feldes des Einphasenmotors in Drehfelder 100
Über einige Diagramme zum asynchronen Wechselstrommotor . . . 114
Zur Theorie des asynchronen Wechselstrommotors 121
Über die Bremsung von Induktionsmotoren mit besonderer Berücksichtigung ihrer Verwendung für Bahnen 124
Bemerkungen zum allgemeinen Transformatordiagramm 139

IV. Über den Einfluß der Linie auf den Gang synchroner Maschinen 150
Die Asynchronmotoren als Synchronmotoren 166

V. Über kompensierte Gleichstrommaschinen, System Déri 170

VI. Über elektrische Vollbahnen 201
Über kombinierte Wechselstrom-Gleichstrom-Systeme für elektrische Bahnen, insbesondere das System Déri 202

VII. Einphasen-Kollektormotoren und ihre Regelung 226
Über Wechselstrom-Kommutatormotoren 257
Über Wechselstromerregung durch Gleichstromanker 270
Über die Entwicklung des Einphasen-Bahnsystems 280
Über die verschiedenen Arten der Wechselstrom-Kommutatormotoren und die Frage der günstigsten Periodenzahl für Bahnen 293
Über Wechselstromkollektormotoren 327

Seite

VIII. Das Einphasen-Bahnsystem der U. E. G., insbesondere die Versuchsbahn Nieder-Schöneweide—Spindlersfeld 338
Über Einphasenbahnen 354
Der Stand der elektrischen Vollbahnen mit besonderer Berücksichtigung der Einphasenbahnen 372

IX. Über regelbare Drehstrom-Kollektormotoren 397

X. Verfahren zur Regelung von Wechselstrommaschinen mit Gleichstromanker. D. R. P. Nr. 153 730 418
Regelung von Einphasen-Wechselstrommaschinen. D. R. P. Nr. 175 377 427
Einphasen-Kommutatormaschine. D. R. P. Nr. 194 170 430
Verfahren zur Erregung und Regelung von Einphasen-Kollektormaschinen. D. R. P. Nr. 199 553 431
Einrichtung zur Erzeugung und Regelung von Einphasen Kollektormaschinen. D. R. P. Nr. 206 444 434
Verfahren zur Regelung der Geschwindigkeit von Wechselstrom-Kommutatormaschinen. D. R. P. Nr. 216 249 437
Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen. D. R. P. Nr. 220 062 444
Anordnung zur Funkenvermeidung bei Wechselstrom-Kollektormaschinen mit Kurzschlußbürsten. D. R. P. Nr. 188 818 . . . 445
Schalteranordnung für Wechselstrom-Kollektormaschinen mit regelbarem Netz- und Erregertransformator. D. R. P. Nr. 174 504 448
Schaltung zur Geschwindigkeitsregelung von Einphasen-Wechselstrommaschinen. D. R. P. Nr. 181 286 449
Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen. D. R. P. Nr. 200 523 451
Verfahren zum Betriebe von Wechselstrom-Kollektormotoren für Werkzeugmaschinen und ähnliche Antriebe. D. R. P. Nr. 207 376 452
Anordnung zur Funkenvermeidung bei Wechselstrom-Kollektormaschinen mit Kurzschlußbürsten. D. R. P. Nr. 194 870 . . . 455
Verfahren zur Regelung von Wechselstrommaschinen. D. R. P. Nr. 180 112 457
Mehrphasige Wechselstrommaschine mit Gleichstromanker, deren Ständer als Autotransformator zur Speisung des Läufers dient, und Verfahren zur Regelung derselben. D. R. P. Nr. 223 145 462
Schaltung für die Kompensation von Mehrphasen-Kommutatormaschinen, deren Geschwindigkeit durch Anlegen regelbarer Spannung an den Läufer geregelt wird. D. R. P. Nr. 221 761 466

XI. Verzeichnis der Winter-Eichberg-Patente 470
Verzeichnis der Patente auf anderen Gebieten 473

XII. Historische Bemerkungen über die Entwicklung des Einphasensystems 475

I.

Den Reigen mögen einige Arbeiten mehr physikalischen Inhalts eröffnen, die ich zusammen mit meinem Freunde Kallir durchgeführt habe. Das elektrotechnische Institut der k. k. technischen Hochschule in Wien war damals für elektrotechnische Arbeiten nicht eingerichtet. Wir schafften daher unserem Arbeitsbedürfnis auf mehr physikalischem Gebiet Befriedigung.

Die Arbeit über die Eigenschaften des Wechselstromlichtbogens war meines Wissens die erste, die die Ventileigenschaft in ganz klarer Weise zeigte. Auf ihr fußten viele spätere Arbeiten, z. B. auch die Blondels.

Die Lichterscheinungen in Aluminiumzellen sind auch heute noch nicht aufgeklärt. Selbst im destillierten Wasser treten Lichterscheinungen auf. Das Licht ist ein gleichmäßiges Flächenlicht und ziemlich fahl. Es erinnert lebhaft an die Lichter der Johanniskäfer.

Die Arbeit über Wehnelt-Zellen entstand in der Zeit, da der Wehneltsche Unterbrecher auftrat und hat irgendwelche durchgreifende Ergebnisse nicht geliefert.

Ich darf vielleicht anfügen, daß wir zur Zeit der Lichtbogenuntersuchungen auch Quecksilberelektroden probiert haben und an den Effekten, die im Cooper-Hewitt-Licht später praktische Anwendung fanden, halb geängstigt vorbeigingen.

Beobachtungen über scheinbare Gleichströme im Wechselstromlichtbogen zwischen verschiedenartigen Elektroden.[1]

Aus dem elektrotechnischen Institute der k. k. technischen Hochschule in Wien.

(Mit 8 Textfiguren.)

A. Lichtbogen zwischen einer Metall- und einer Kohlenelektrode.

1. Bildet man zwischen einem Metallstabe einerseits und einem Kohlenstabe andererseits einen Wechselstromlichtbogen, so zeigt, wie Sahulka[2]) speziell für einen Eisen-, v. Lang[3]) für einen Aluminiumlichtbogen nachgewiesen hat, eine in den Lichtbogenstromkreis eingeschaltete Tangentenbussole einen Gleichstrom in der Richtung Metall—Kohle (im Lichtbogen), ein an die Elektroden angelegtes Torsionsgalvanometer eine gleichgerichtete Spannungsdifferenz in der Richtung Kohle—Metall an.

Diese Erscheinungen treten dann auf, wenn sich an der Metallelektrode ein Tropfen geschmolzenen Metalles gebildet hat, von dem der Lichtbogen ruhig, ohne zu sprühen, mit einem dumpfen Ton zur Kohle brennt. Die Bildung eines derartigen Bogens ist dann wesentlich leichter, wenn an der Metallelektrode vom vorhergehenden Versuche ein erstarrter Metalltropfen sich vorfindet.

Ist dies nicht der Fall, sondern das Metall entweder im ursprünglichen Zustand, d. h. noch nicht geschmolzen oder aber an der Oberfläche durch Oxyde verunreinigt, so bildet sich anfangs, bei geringer Elektrodenentfernung, ein Lichtbogen, der zischt, unruhig brennt und die Erscheinungen des oben charakterisierten Bogens nicht bietet. Bei allen folgenden Versuchen wurden als Kohleelektroden Dochtkohlen verwendet, bei welchen der Licht-

[1]) Aus den Sitzungsberichten der kaiserl. Akademie der Wissenschaften in Wien. Mathem.-naturw. Klasse; Bd. CVII. Abt. II. a. Mai 1898. (Vorgelegt in der Sitzung am 31. März 1898.) Die Arbeit ist von meinem damaligen Kollegen am elektrotechnischen Institut der technischen Hochschule, Wien, Ludwig Kallir und mir verfaßt.

[2]) Sahulka, dieselben Sitzungsber., Bd. CIII, 1894, S. 925.

[3]) v. Lang, Wied. Ann., Bd. 63, 1897, Nr. 13, S. 191.

bogen in den sich leicht bildenden Krater brannte und durch längere Zeit stationär erhalten werden konnte. Bei Benützung von Homogenkohlen gelang es nie, den Lichtbogen dauernd zu erhalten.

2. Die angeführten Erscheinungen (Gleichstrom und Gleichspannung) wurden, wenn Eisen, Aluminium, Kupfer und Nickelin als Elektroden fungierten, beobachtet[1]). Am schwierigsten waren die Beobachtungen am Aluminiumbogen, weil sich der Zustand nur sehr kurze Zeit erhielt. Für die oben angegebenen, vier verschiedenen Metallelektroden ergaben sich Werte, von welchen einige, in denselben Bereich fallende, ausgewählt und in Tabelle I zusammengestellt wurden.

Gemessen wurde: die totale Stromstärke (J) mit einem Hitzdrahtamperemeter, die totale Spannung am Lichtbogen (A) mit einem Hitzdrahtvoltmeter, die im Lichtbogen verbrauchten Watt (W) mit einem Wattmeter von Ganz & Co., der im Stromkreis auftretende, scheinbare Gleichstrom (C) mit einer Tangentenbussole, die am Lichtbogen auftretende, scheinbare Gleichspannung (V) mit einem Torsionsgalvanometer von 1 Ω Widerstand mit 999 Ω Vorschaltwiderstand. Der Wechselstrom wurde einem an das Straßennetz der „Internationalen Elektrizitätsgesellschaft" in Wien angeschlossenen Transformator (18 : 1) entnommen. Der Lichtbogen lag mit einem regulierbaren Vorschaltwiderstand von 5—9 Ω an ca. 105 Volt und wurde von Hand aus gebildet und eventuell reguliert.

Tabelle I.

Eisenstab: 4,5 mm dick. — Dochtkohle S. & H., Marke A, 8 mm.

J	A	C	V	W
6,1	80,5	3,45	26,0	139
6,5	80,5	3,4	24,3	156
7,3	80,5	4,5	25,0	162
8,0	77,0	4,7	27,5	170
9,5	76,0	5,25	30,6	186

[1]) Nach persönlichen Mitteilungen des Herrn Dr. J. Sahulka hat er nach der Veröffentlichung der zitierten Abhandlung auch Versuche mit einem Kupfer- resp. Quecksilber-Kohle-Lichtbogen angestellt.

Aluminiumstab: 4 mm dick. — Dochtkohle S. & H., Marke *A*, 8 mm.

J	*Δ*	*C*	*V*	*W*
8,3	77,5	4,1	29,4	108
8,9	78,0	4,1	32,5	118
9,0	77,0	4,1	31,7	108

Kupferstab: 3,5 mm dick. — Dochtkohle S. & H., Marke *A*, 6 mm.

J	*Δ*	*C*	*V*	*W*
6,05	82,0	2,65	21,6	101
6,5	79,0	3,2	25,6	111,5
7,5	80,0	3,7	24,5	136
9,0	81,0	4,9	26,3	171
9,5	81,0	5,25	29,5	167

Nickelinstab: 4 mm dick. — Dochtkohle S. & H., Marke *A*, 8 mm.

J	*Δ*	*C*	*V*	*W*
6,0	80,5	3,15	25,6	129
6,6	80,0	3,65	27,4	139
6,9	79,3	3,7	27,0	143
8,0	75,5	4,4	30,0	155
9,1	76,5	5,25	29,4	167

Gewisse Unregelmäßigkeiten, welche die Tabelle zeigt, mögen dadurch erklärt sein, daß es schwer war, alle Instrumente gleichzeitig abzulesen, und auch die Lichtbogenlänge nicht bei allen Messungen genau die gleiche war.

Unzweideutig läßt sich jedoch aus diesen Zahlen erkennen, daß bei all diesen Metallen der auftretende scheinbare Gleichstrom und die scheinbare Gleichspannung nahezu dieselben Werte haben.

3. Die Existenz dieses Gleichstromes und dieser Gleichspannung wurde von Arons[1]) und V. v. Lang[2]) in Zusammenhang gebracht mit der Tatsache, daß an einem Gleichstromlichtbogen

[1]) L. Arons, Wied. Ann. Bd. 57, 1896, S. 185.

[2]) V. v. Lang, siehe l. c.

dann, wenn er vom Metall zur Kohle brennt, eine kleinere Spannung auftritt, als wenn die Stromrichtung Kohle—Metall ist. Die Differenz der Spannungen für die beiden Stromrichtungen ist aber für die einzelnen Metalle eine verschiedene. Am größten ist sie nach Arons am Aluminiumbogen, wesentlich kleiner am Kupfer- und Eisenbogen. Will man also diese Erscheinungen zur Erklärung des Verhaltens des Wechselstromlichtbogens heranziehen, so stellt sich die Schwierigkeit entgegen, das ungleiche Verhalten der einzelnen Metalle im Gleichstromlichtbogen und ihr gleiches Verhalten im Wechselstromlichtbogen in Einklang zu bringen.

4. Die Angaben der Tangentenbussole und des Torsionsgalvanometers lassen erkennen, daß die Strom- und Spannungskurven am Lichtbogen neben dem auch bei Kohle-Kohle-Lichtbogen sich zeigenden, unregelmäßigen, nicht sinusförmigen Verlauf Ungleichheiten der auf den beiden Seiten der Abszissenachse liegenden Flächen aufweisen müssen.

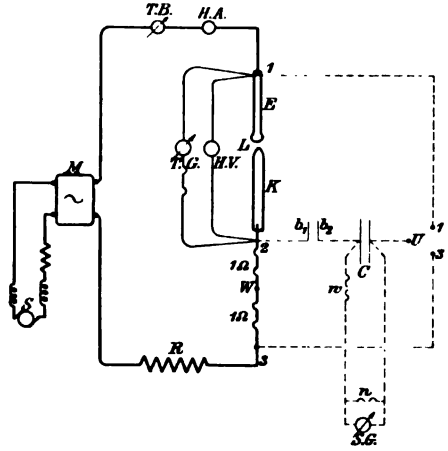


Fig. 1.

Um einen Einblick in die in jedem Momente herrschenden Zustände zu bekommen, wurden Strom- und Spannungskurven am Wechselstromlichtbogen aufgenommen.

Als Stromerzeuger diente eine achtpolige Wechselstrommaschine von Siemens & Halske mit ca. 750 Touren pro Minute, was einer Periodenzahl von ca. 50 Perioden pro Sekunde entspricht.

Die Maschine wurde durch eine kleine Serienmaschine *S* auf die bei den einzelnen Versuchsreihen angegebenen Spannungen erregt. Der Lichtbogenstromkreis war, wie aus Fig. 1 ersichtlich ist, gebildet aus einer Tangentenbussole *TB*, einem Hitzdraht-Amperemeter *HA*, dem Lichtbogen *L*, bestehend aus einer Eisenelektrode *E* und einer Kohlenelektrode *K*, einem induktionslosen

Abzweigwiderstande W von 2 Ω und einem Regulierwiderstand R; am Lichtbogen lag außer dem Hitzdrahtvoltmeter HV noch ein Torsionsgalvanometer von 1 Ω Widerstand mit 2 $\times$ 999 Ω Vorschaltwiderstand. Auf der Achse der Wechselstrommaschine M saß eine Joubertsche Scheibe, auf welcher zwei federnde Bürsten b_1 und b_2 bei jeder Umdrehung einmal Kontakt gaben. Dieselben wurden nach einer auf einem Kreise aufgetragenen Teilung verstellt. Die eine Bürste b_1 war verbunden mit Punkt *2*, dem Zusammenstoßpunkt der Kohle K und des Abzweigwiderstandes W; b_2 war mit der einen Klemme eines Kondensators C von 1 μf verbunden, dessen andere Klemme mittels Umschalters u entweder mit Punkt *1*, d. i. mit der Eisenelektrode oder mit Punkt *3*, d. i. dem noch freien Ende des Abzweigwiderstandes W verbunden werden konnte. Die erstere Stellung ergab eine Spannungsmessung, die zweite eine Strommessung. Am Kondensator lag, mit einem Vorschaltwiderstand w von 3,5. $10^6\,\Omega$, ein aperiodisches Spiegelgalvanometer SG mit Nebenschlußwiderstand. Für sämtliche Schwachstromleitungen wurden Bleikabel verwendet und die einzelnen eingeschalteten Apparate entsprechend isoliert aufgestellt. Die Ablesungen des Spiegelgalvanometers wurden dadurch geeicht, daß bei normal rotierender Joubertscher Scheibe eine konstante gleichgerichtete Spannung an *1* und *2* angelegt wurde, deren Größe mit einem Torsionsgalvanometer bestimmt wurde. Die Eichungen wurden vor und nach jeder Kurvenaufnahme wiederholt; dabei stellten sich manchmal Differenzen heraus, welche darin ihre Erklärung fanden, daß die Bürsten während der doch beträchtlichen Zeit einer Strom- und Spannungskurvenaufnahme sich abschliffen und dadurch eine Veränderung des Kontaktes herbeiführten. In solchen Fällen wurde die zu jedem Punkte gehörige Eichung durch Interpolation gefunden.

Eine zweite Schwierigkeit bot der Lichtbogen, der ziemlich schwer im gleichen Zustande erhalten werden konnte.

Um auch die Spannung kontrollieren zu können, blieb das Hitzdrahtvoltmeter HV stets eingeschaltet; das hatte zur Folge, daß in allen Momenten der aufgenommene Stromwert die Summe aus dem den Lichtbogen durchfließenden Strom und dem Volt-

meterstrom war. Um die Aufnahmezeit tunlichst zu verkürzen, wurden an jedem Lichtbogen bloß 16 Strom- und 16 Spannungspunkte aufgenommen, und zwar die ein und derselben Kontaktstellung zugehörigen beiden Punkte unmittelbar hintereinander.

Die Fig. 2, 3 und 4 zeigen in i und δ die Strom- bzw. Spannungskurven einiger Eisen-Kohle-Lichtbogen; e in Fig. 2 ist die Klemmenspannungskurve bei offenem Stromkreis der Maschine bei einem gemessenen Effektivwerte von $E = 189$ Volt. Für die einzelnen Lichtbogen gelten folgende Daten:

Für Fig. 2:

Eisenstab 4,5 mm — Dochtkohle S. & H., Marke A, 6 mm

$E = 189$ Volt, $J = 4{,}95$ Ampere,
$C = 104$ Volt, $\Delta = 2{,}8$ Ampere,
$V = 31{,}5$ Volt.

Für Fig. 3:

Eisenstab 4,5 mm — Dochtkohle S. & H., Marke A, 10 mm

$E = 188$ Volt, $J = 5{,}25$ Ampere,
$C = 100$ Volt, $\Delta = 3{,}5$ Ampere,
$V = 27{,}5$ Volt.

Für Fig. 4:

Eisenstab 4,5 mm — Dochtkohle einer Gramme-Lampe, 10 mm

$E = 190$ Volt, $J = 5{,}1$ Ampere,
$\Delta = 107$ Volt, $C = 3{,}3$ Ampere,
$V = 31{,}0$ Volt.

5. Charakteristische Eigenschaften der Kurven. Vorausgeschickt sei, daß, während die EMK.-Kurve nahe bei 8 und 16 die Abszissenachse schneidet, die Spannung an den Enden eines an die Stelle des Lichtbogens gesetzten, induktionslosen Widerstandes bei einer Stromstärke von 4,6 Ampere bei Punkt 10,3 und 2,3 durch die Null geht. Die oberen Hälften der Kurven entsprechen jenen Periodenhälften, in welchen die Kohle positiv ist.

Die Spannungskurve geht bei 0[16] mit der EMK.-Kurve durch die Null; sie erreicht, rasch ansteigend, ein Maximum (um 40 Volt), worauf ein mäßiger Abfall eintritt, der daher kommt, daß der Lichtbogen vom Eisen zur Kohle sich bildet. Die Spannung erhält sich dann auf einem Werte von 30—35 Volt. Ihr zweiter Schnittpunkt mit der Abszissenachse ist vom ersten um mehr als eine halbe Periode entfernt. Dieser zweite Nullpunkt liegt ungefähr an der Stelle 10,3, wo auch die Spannung an den Enden des induktionslosen Widerstandes Null ist. Die erhaltenen Punkte sind bloß durch gerade Linien verbunden; daher kommen manche Durchgänge durch die Null nicht dort zustande, wo die wirkliche Kurve sie ergeben würde. Emporschnellend erreicht sodann die Spannung einen Maximalwert, nahe der EMK., der sie auch im folgenden Verlauf bis zum Durchschnitt mit der Abszissenachse folgt. — Die Stromkurven zeigen, daß vom Eisen zur Kohle beträchtliche Ströme fließen, von der Kohle zum Eisen

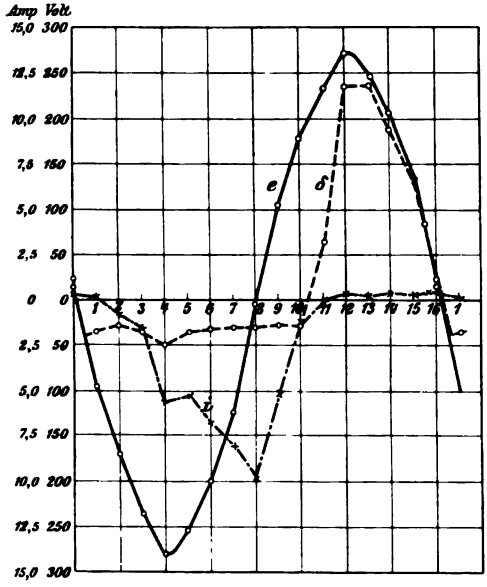


Fig. 2.

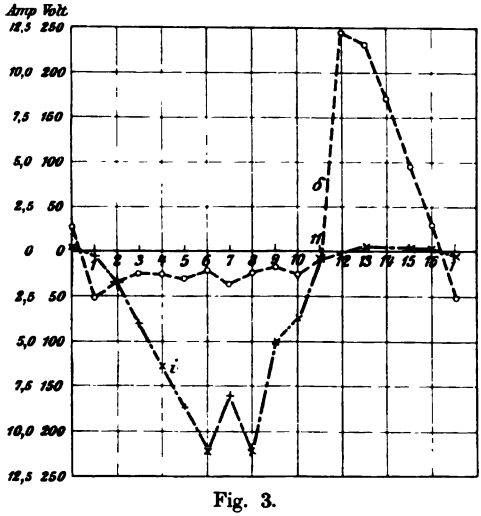


Fig. 3.

hingegen nur verschwindend kleine; denn von den in den Kurven erscheinenden Momentanwerten ist stets der durch Division des zugehörigen Spannungswertes durch den Widerstand des Voltmeters (1250 Ω) erhaltene Voltmeterstrom abzuziehen. Nimmt man nach Blondel[1]) an, daß der Elektrizitätsübergang von einer Elektrode des Lichtbogens zur anderen aus einem Gasleitungs- und einem Konvektionsstrom besteht, so liegt die Annahme nahe, daß für die Spannungsrichtung Kohle—Eisen nur der Gasleitungsstrom zur Ausbildung gelangt. Nur wenn der Lichtbogen nicht normal brannte, was sich vor allem darin äußerte, daß der von der Tangentenbussole angezeigte, scheinbare Gleichstrom fiel, zeigten sich in der Gegend von 12 bis 16 größere Strom- und entsprechend kleinere Spannungswerte. Es scheint dann auch in der Richtung Kohle—Eisen ein Konvektionsstrom vorhanden gewesen zu sein.

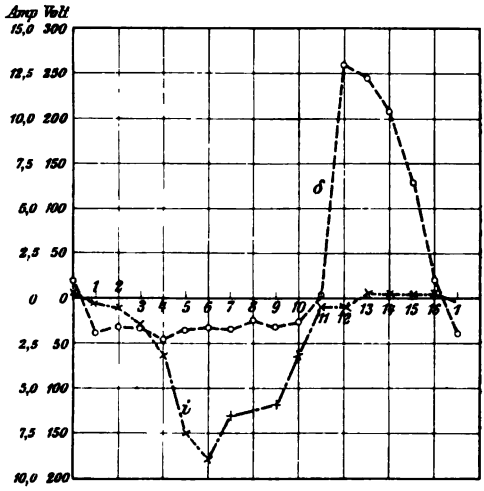


Fig. 4.

Die aus den Kurven sich ergebenden Mittelwerte des Stromes und der Spannung, so genau sie sich eben bilden ließen, also die Ausdrücke

$$\int \frac{i \cdot dt}{T} \quad \text{und} \quad \int \frac{\delta \cdot dt}{T},$$

wobei T die Dauer einer Periode ist, stimmen mit den von der Tangentenbussole bzw. dem Torsionsgalvanometer abgelesenen Werten immer innerhalb der Fehlergrenze; ebenso stimmen die gerechneten Mittelwerte der Quadrate der Strom- und Spannungswerte mit den Angaben der Hitzdrahtinstrumente; z. B. ergeben sich für den Lichtbogen, dessen Strom- und Spannungskurve in

[1]) Blondel, Lumière électrique, Bd. 49, 1893, S. 501, 557, 608.

Fig. 3 dargestellt ist, bei alleiniger Benützung der gemessenen Punkte, durch Rechnung folgende Werte:

$$C = \int \frac{i \cdot dt}{T} = 3{,}67 \text{ Ampere}, \qquad V = \int \frac{\delta \cdot dt}{T} = 29{,}2 \text{ Volt},$$

$$J = \sqrt{\int \frac{i^2 \cdot dt}{T}} = 5{,}47 \text{ Ampere}, \quad \Delta = \sqrt{\int \frac{\delta^2 \cdot dt}{T}} = 99{,}6 \text{ Volt}.$$

Aus den Kurven ersieht man auch, daß die Richtung des scheinbaren Gleichstromes die von der Tangentenbussole angezeigte, d. i. die Richtung Eisen—Kohle im Bogen ist, und daß die Kohle dem Eisen gegenüber positiv erscheinen muß.

Der Verlauf der Kurven zeigt, daß der Ausbildung des Lichtbogens Kohle—Eisen sich ein sehr großer Widerstand entgegensetzt. Über die Natur desselben, ob es ein Ohmscher Widerstand oder eine Gegen-EMK. ist, ist allerdings nichts zu ersehen. Möglicherweise ist die Bildung eines schlecht leitenden Metalloxydes seine Ursache. Dieser große Widerstand erklärt die fast völlige Stromunterbrechung in der Richtung Kohle—Eisen und die infolgedessen am Lichtbogen auftretende EMK. der Maschine; während der anderen Periodenhälfte, für welche der Widerstand nicht mehr vorhanden zu sein scheint, fließt Strom, daher tritt die auch an einem Gleichstromlichtbogen (Eisen—Kohle) in analogen Verhältnissen konstatierte Spannung von 30—40 Volt und die dem Strom entsprechende Phasenverschiebung gegen die EMK. der Maschine auf.

Diese Phasenverschiebung ist wegen der großen Selbstinduktion der Maschine eine beträchtliche. Die Spannungskurve des Lichtbogens geht einmal mit der EMK., das zweitemal mit der dem fließenden Strom entsprechenden, gegen die EMK. phasenverschobenen Spannungskurve durch die Null; daher die bemerkenswerte, längere Dauer der einen Halbperiode.

6. Die Tatsache, daß der Lichtbogen von der Kohle zum Eisen sich nicht bildet, wurde durch photographische Aufnahme des Bogens in den verschiedenen Momenten einer Periode erhärtet[1]).

[1]) Bei der photographischen Aufnahme hat uns Herr Ingenieur Wilhelm Strauß werktätig unterstützt, wofür ihm an dieser Stelle der beste Dank ausgesprochen sei.

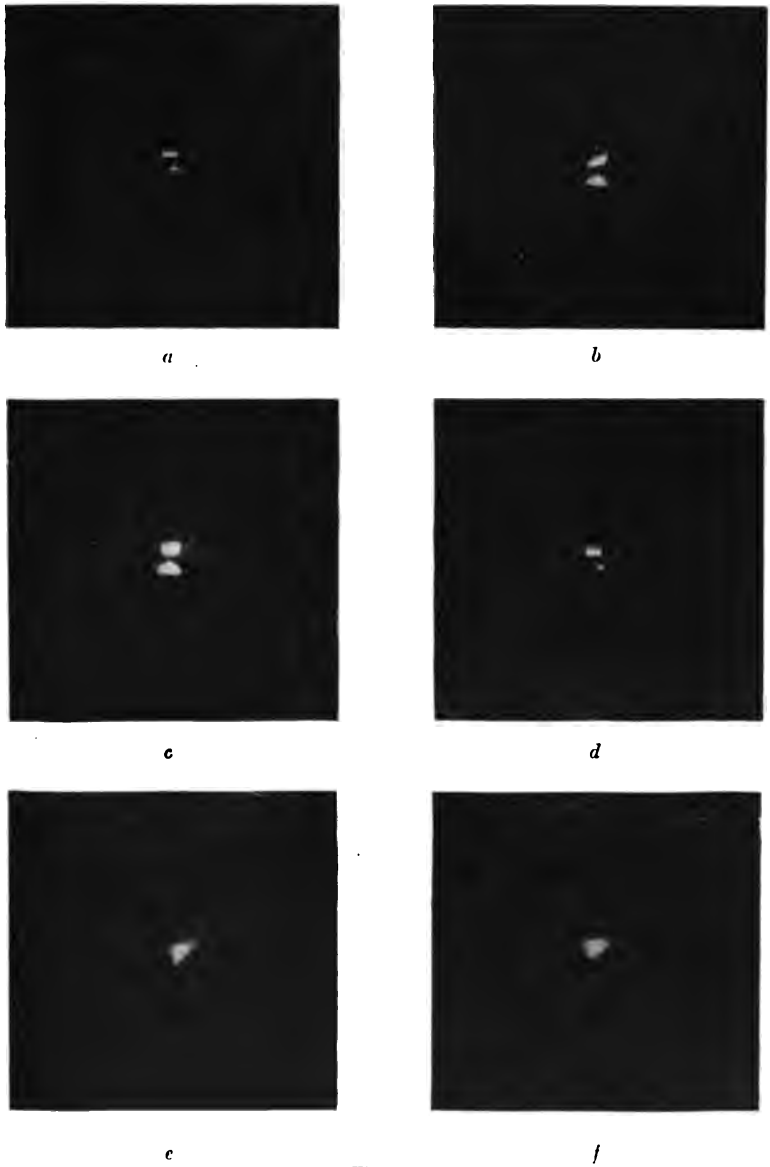


Fig. 5.

Hierzu wurde auf die Achse eines vierpoligen Synchronmotors, der ebenso wie der Lichtbogen vom Netze der Internationalen Elektrizitätsgesellschaft gespeist wurde, eine Eisenblechscheibe

von 560 mm Durchmesser aufgesetzt, die im Radius von 225 mm zwei diametral gegenüberstehende kreisrunde Löcher von 50 mm Durchmesser besaß. Auf der einen Seite dieser Scheibe war der Lichtbogen, auf der anderen der photographische Apparat aufgestellt.

Je nach der relativen Stellung der Scheibenlöcher zum mitrotierenden Magnetsystem, die verändert werden konnte, fiel das Licht des Bogens in verschiedenen Momenten der Periode in den photographischen Apparat. Der Apparat war mit einem einstellbaren Momentverschluß ausgestattet. Die in Fig. 5 (*a* bis *f*) wiedergegebenen Photographien stellen den Lichtbogen in sechs um 60° auseinanderliegenden Phasen dar. *a* und *b* zeigen den Lichtbogen; *e* und *f* lassen erkennen, daß in diesen Phasen kein Lichtbogen besteht; *c* und *d* sind Übergangsstadien. Details sind wegen der Kleinheit der Photographien nicht zu ersehen. Deutlicher zeigte ein mit einer Linse entworfenes Projektionsbild: In den Phasen entsprechend *a* und *b* brennt der Lichtbogen in Form eines blauen Kegels, dessen Spitze in dem auch auf den Photographien ersichtlichen, hellen Punkt auf der Eisenkugel gelegen ist. Der Kegel ist von einer gelblichen Aureole umgeben. Zuerst verschwindet der blaue Kegel, dann auch die Aureole; in Phasen, entsprechend *d*, zeigt sich nur mehr eine über der Kohle liegende, gelbliche Wolke. Im Maße, als der Bogen verschwindet, sieht man an der Eisenkugel eine Schichtung konzentrisch um den vorerwähnten, hellsten Punkt. In den Phasen, entsprechend *e* und *f*, sieht man im Bilde, wie in den Photographien, nur die beiden Elektroden.

Beobachtet man den Lichtbogen, wenn er durch Auseinanderziehen der sich berührenden Elektroden neu gebildet wird, so sieht man, daß der Lichtbogen in beiden Richtungen brennt.

Wurde der Motor abgestellt, so daß er seine Geschwindigkeit allmählich verringerte, so konnte das Übergehen aller Phasen ineinander gesehen werden. Bei Verwendung eines Motors mit einer von der des Synchronmotors nur wenig abweichenden Tourenzahl kann man das Entstehen und Verschwinden des Lichtbogens in allen Phasen kontinuierlich verfolgen.

7. Nach dem Verlauf der Kurven war zu erwarten, daß die gemessenen, scheinbaren Gleichstrom- und Gleichspannungswerte wesentlich beeinflußt werden durch die im Stromkreise wirkende Wechsel-EMK. einerseits, durch die vorhandene Phasenverschiebung andererseits. Eine Vergrößerung resp. Verkleinerung der EMK. wird als unmittelbare Folge eine gleichsinnige Veränderung des oberen Teiles der Spannungskurve, dagegen wenn auf gleiche Stromstärke und Lichtbogenlänge einreguliert ist, eine unwesentliche Veränderung des unteren Teiles der Lichtbogenspannungskurve hervorrufen, daher eine Vergrößerung resp. Verkleinerung der Angabe des Torsionsgalvanometers. Die Angaben der Tangentenbussole werden dadurch nicht wesentlich beeinflußt. Eine Veränderung der Phasenverschiebung beeinflußt das Verhältnis der Dauer der beiden Halbperioden und hierdurch Strom und Spannung.

Diese Beeinflussungen wurden an einem Lichtbogen zwischen einer Eisenelektrode (6 mm) und einer Dochtkohle (S. & H., Marke *A*, 6 mm) tatsächlich konstatiert.

Um den Lichtbogen bei verschiedenen Spannungen zu beobachten, wurde die Spannung der Internationalen Elektrizitätsgesellschaft in Wien von ca. 105 Volt mit Hilfe eines Kerntransformators (1 : 2) von Ganz & Co. auf ca. 210 Volt hinauftransformiert; andererseits wurde die ebenfalls zur Verfügung stehende Spannung von ca. 50 Volt benützt. Die Werte für J, Δ, C, V, welche sich hierbei ergaben, sind teilweise in der folgenden Tabelle II wiedergegeben.

Tabelle II.

50 Volt				107 Volt				207 Volt			
J	Δ	C	V	J	Δ	C	V	J	Δ	C	V
5,0	42,5	2,75	10,6	6,5	79	3,45	27,1	5	145	2,65	68
7,2	42,5	3,70	9,45	7,0	77	3,8	31,5	5,9	147	3,2	66,5
8,0	44	3,95	9,3	8,0	78,5	4,25	29,0	7,05	145	4,1	69,1
9,0	40	4,9	12,8	9,0	79,5	4,9	31,3	8,1	145	4,7	66,8
10,8	40	6,1	12,6	10,1	79,0	5,7	31,7	9,1	147	5,25	67,3
				10,8	77,0	6,2	31,7	10,15	147	5,85	65

Man ersieht aus diesen Zahlen ganz unzweideutig, daß die beobachtete Gleichspannung von der Wechsel-EMK., an welcher der Lichtbogen anliegt, abhängig ist.

Kleine Schwankungen in der Bogenlänge, die nicht umgangen werden konnten, verursachten das scheinbar nicht ganz gesetzmäßige Verhalten von J und Δ; bei konstantem Strom wächst Δ nur mäßig mit der Länge des Bogens, während V gleichzeitig fällt, was den Verhältnissen, wie sie sich aus den aufgenommenen Kurven ergeben, entspricht.

Der Einfluß der Selbstinduktion erhellt aus den folgenden Messungsresultaten, die erhalten wurden, wenn 1. in den Lichtbogenstromkreis eine Spule eingeschaltet wurde, deren Selbstinduktionskoeffizient $L_1 = 0{,}00385\ H$ war; 2. wenn in diese Spule ein Eisenkern gegeben wurde, so daß der Selbstinduktionskoeffizient $L_2 = 0{,}0252$ war.

Tabelle III.

1. $L_1 = 0{,}00385\ H$				2. $L_2 = 0{,}0252\ H$			
J	Δ	C	V	J	Δ	C	V
5,9	81,5	2,75	23,6	6,1	79	3,6	20,1
7,0	80,0	3,7	26,6	7,0	74,5	4,4	22,6
8,2	80,5	4,5	25,8	8,1	74,5	4,87	22,6
9,2	78,0	5,55	30,2	9,05	75,5	5,55	22,6
10,8	78,0	6,35	30,2	9,7	73	6,1	23,9

Vergleicht man die in dieser Tabelle und die für 107 Volt in Tabelle II angegebenen Werte miteinander, so zeigt sich mit wachsender Selbstinduktion ein Abnehmen der zu gleichen, totalen Stromwerten (J) gehörigen Gleichspannungen (V), erklärbar durch eine immer weitergehende Verschmälerung des über der Abszissenachse liegenden Teiles der Spannungskurve des Lichtbogens. Gleichzeitig wächst der scheinbare Gleichstrom (C) mäßig an, was auf eine Veränderung der Form der Stromkurve, insbesondere eine Verflachung derselben zurückzuführen ist.

8. Die beinahe vollständige Stromunterbrechung in der Richtung Kohle—Eisen bewirkt merkwürdige Erscheinungen, wenn man zwei Lichtbogen Eisen—Kohle und Kohle—Eisen hintereinander bzw. parallel schaltet. Bezüglich der Hintereinander-

schaltung bemerkte schon Sahulka, daß sich zwei solche Bogen in einem labilen Zustand befinden. Es ist dies dadurch zu erklären, daß für den Gleichstromzustand jeder der Bogen den Strom in einer anderen Richtung unterbricht.

Wenn einer der Bogen in den schon erwähnten, besonders bei geringer Elektrodenentfernung auftretenden, zischenden Zustand geriet, in welchem er in beiden Richtungen leitend zu sein scheint, dann kann der andere Bogen das Übergewicht erlangen und sich einen normalen Gleichstromzustand schaffen. In einem solchen Falle muß dann, nach dem Vorhergehenden, bei 200 Volt totaler EMK. an diesem Lichtbogen eine scheinbare Gleichspannung von ca. 65 Volt auftreten, wie sie auch Sahulka erwähnt.

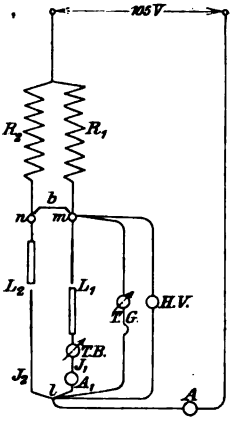


Fig. 6.

Für die Parallelschaltung wurden folgende Beobachtungen gemacht. Die Schaltung war die in Fig. 6 angegebene. Es bedeuten: L_1 und L_2 die beiden Lichtbogen, R_1 und R_2 ihre Vorschaltwiderstände, A_1 und TB ein Hitzdraht-Amperemeter bzw. eine Tangentenbussole zur Messung des durch einen Lichtbogen fließenden Stromes, A ein Hitzdraht-Amperemeter zur Messung des totalen Stromes, HV und TG ein Hitzdraht-Voltmeter bzw. ein Torsionsgalvanometer. Bei m und n befanden sich Quecksilbernäpfe, die durch einen Kupferbügel b rasch verbunden werden konnten. Die beiden Lichtbogen wurden bei entferntem Kupferbügel b gebildet; erst wenn beide gleich brannten, wurde durch b bei m und n verbunden. Diese Anordnung war deshalb notwendig, weil bei Anwendung eines gemeinschaftlichen Vorschaltwiderstandes weder die aufeinanderfolgende, noch die gleichzeitige Bildung der Lichtbogen möglich war. Es wurden in einem Falle folgende Werte abgelesen, und zwar an:

$$\overset{TB}{C_1} = 8{,}35 \text{ Ampere}, \quad \overset{A_1}{J_1} = 15{,}5 \text{ Ampere}, \quad \overset{A}{J} = 21 \text{ Ampere},$$

$$\overset{HV}{\Delta} = 24 \text{ Volt}, \qquad \overset{TG}{V} = 0{,}5 \text{ Volt}.$$

Das Verhältnis von C_1 und J_1 steht mit den früher beobachteten Größen im Einklang; das Verhältnis von J_1 und J, welch letzteres die Resultierende von J_1 und J_2 vorstellt, ist dadurch bedingt, daß in jenen Periodenhälften, in welchen J_1 nahezu Null ist, J_2 die großen Werte erreicht und umgekehrt. Wenn i, i_1, i_2 die Momentanwerte von J, J_1, J_2 bedeuten, dann ist

$$J = \sqrt{M(i^2)}.$$

$$i = i_1 + i_2;$$

da nun für jeden Moment entweder i_1 oder i_2 nahezu Null ist, so ist in jedem Momente das Produkt

$$i_1 \cdot i_2 = 0 .$$

Aus

$$i^2 = i_1^2 + i_2^2 + 2 i_1 i_2$$

wird also angenähert

$$i^2 = i_1^2 + i_2^2 .$$

$$\Sigma(i^2) = \Sigma(i_1^2) + \Sigma(i_2^2) = 2\,\Sigma(i_1^2),$$

wenn die beiden Bogen gleich brennen.

$$M(i^2) = 2\,M(i_1^2),$$

$$J = \sqrt{M(i^2)} = \sqrt{2}\sqrt{M(i_1^2)} = \sqrt{2} \cdot J_1;$$

das entspricht den abgelesenen Werten.

Was die Ablesungen der Voltmeter betrifft, so ist zu erwägen, daß der Strom in jeder Richtung einen Weg hat, daher an den Klemmen der Lichtbogen niemals die volle Spannung des Transformators auftreten kann; die Spannungskurve verläuft in beiden Periodenhälften symmetrisch zur Abszissenachse, wie es die unteren Hälften der früher angegebenen Spannungskurven darstellen.

9. Es erübrigt noch einige von Sahulka[1]) zuerst konstatierte Erscheinungen am Eisen-Kohle-Bogen mit den gewonnenen Erkenntnissen in Einklang zu bringen. Im folgenden bezeichnet E die Eisen-, K die Kohleelektrode, L den Lichtbogen resp. das in ihn eingeführte Prüfstäbchen; die Spannungen in der Richtung Kohle—Eisen sind mit $+$, die in der Richtung Eisen—Kohle

[1]) Sahulka, l. c.

mit — charakterisiert; T. G. steht für Torsionsgalvanometer, S. G. für Spiegelgalvanometer.

Während ein T. G., welches an die beiden Elektroden angelegt ist, oder zwei hintereinandergeschaltete T. G., deren freie Klemmen mit K und E, und deren gemeinsame Klemme mit einem in den Lichtbogen eingeführten Mittelstäbchen verbunden sind, Spannungen in der Richtung K—E angeben, zeigen T. G., welche zwischen eine der Elektroden und das Mittelstäbchen geschaltet werden, Spannungen in der entgegengesetzten Richtung, also von E zu K. Das kommt daher, daß während einer beträchtlichen Zeit, und zwar gerade dann, wenn die hohen Potentialdifferenzen K—E auftreten, der Lichtbogen unterbrochen, die mit dem Prüfstäbchen verbundene Klemme des T. G. währenddessen gleichsam abgeschaltet ist, und die vom T. G. angezeigte Spannung wesentlich den während der Lichtbogenbildung E—K auftretenden, von E zu K gerichteten Potentialdifferenzen entspricht.

Die Erscheinungen, welche Sahulka mit dem aperiodischen Spiegelgalvanometer (S. G.), dem ein Widerstand von $10^7\ \Omega$ vorgeschaltet war, beobachtet hat, lassen sich erklären, wenn man den Hauptsitz des großen Widerstandes für die Stromrichtung K—E an die Eisenelektrode verlegt. Das an die beiden Elektroden angelegte S. G. zeigte die auch am T. G. erscheinenden + 28 Volt. War es an L und K angeschaltet, so zeigt es einen dem T. G. sich nähernden Wert; man muß deshalb die Annahme machen, daß der Widerstand von L (Ort des Prüfstäbchens) bis E während der Periode K—E so groß ist, daß er die Ausbildung eines das S. G. wesentlich beeinflussenden Stromes verhindert. Schaltet man S. G. an L und E, so zeigt es die Spannung + 32 Volt, also eine etwas größere als die zwischen K und E beobachtete; dies kommt daher, daß die Spannungen, welche während der Lichtbogenbildung E—K von oben nach unten zwischen E und dem Prüfstäbchen (L) auftreten, kleiner sind als die zwischen E und K auftretenden; dagegen für die Spannungsrichtung K—E nun zwischen Prüfstäbchen und K die sonst zwischen E und K sich zeigenden, großen Potentialdifferenzen sich einstellen; diese scheinen imstande zu sein, durch den unteren Teil des ausgelöschten Licht-

bogens einen das S. G. ablenkenden Strom durchzusenden. Vielleicht steht dies mit der früher erwähnten Wolke über der Kohle im Zusammenhang.

War an das Prüfstäbchen (L) und E gleichzeitig ein T. G. und das S. G. gelegt, so zeigten beide -6 bis -8 Volt an. Das T. G. zeigte diesfalls dieselbe Spannung, als wenn es allein eingeschaltet wäre. Die zu ihm parallel liegenden $10^7\ \Omega$ kamen nicht in Betracht; andererseits konnten die während der Periodenhälfte K—E auftretenden, hohen Spannungen durch den großen Widerstand zwischen Prüfstäbchen und Kohle das T. G. nur schwach beeinflussende Ströme schicken. Für das S. G. spielt das T. G. die Rolle eines Nebenschlusses von $\frac{1}{10^4}$ kleinerem Widerstand. Von den Strömen, welche die erwähnten, hohen Spannungen durch das S. G. schicken würden, wenn das T. G. nicht angeschaltet ist, und welche die von K zu E gerichtete Spannung ergeben, geht jetzt nur ein verschwindender Teil durch das S. G.; die Ablenkung desselben ist daher wesentlich nur von den während der Lichtbogenbildung E—K zwischen E und dem Prüfstäbchen (L) sich einstellenden Spannungen abhängig.

War schließlich an das Prüfstäbchen (L) und E ein T. G., an das Prüfstäbchen (L) und K das S. G. gelegt, so war der große Widerstand an der Eisenelektrode durch T. G. überbrückt, die in der Periodenhälfte K—E auftretenden Spannungen kamen voll zur Wirkung; das S. G. zeigte einen Ausschlag von $+35$ Volt. Wurde T. G. abgeschaltet, so zeigte S. G. die sonst beobachteten -3 bis -4 Volt.

10. Um die im unmittelbar Vorhergehenden gegebenen Erklärungen zu festigen, wäre es wünschenswert, die Ursache der Stromunterbrechung resp. die Natur des großen Widerstandes zu kennen. Es wurde schon erwähnt, daß man in Analogie zu der von Arons[1]) vorgebrachten Hypothese, daß der Wechselstromlichtbogen zwischen zwei Metallen infolge Oxydbildung sich nicht erhalten kann, auch beim Kohle-Metall-Bogen annehmen könnte, daß durch eine Oxydbildung die Entstehung des Bogens in der

[1]) Arons, l. c.

Richtung Kohle—Eisen verhindert wird. Es wurden Versuche gemacht, den Lichtbogen in einer durch Quecksilber abgeschlossenen Glasglocke brennen zu lassen. Des mangelnden Sauerstoffes halber war eine fortdauernde Oxydbildung unmöglich. Es ergab sich das negative Resultat, daß eine Abnahme des von der Bussole angegebenen scheinbaren Gleichstromes nicht eintrat. Wahrscheinlich genügte der anfänglich in der Glocke befindliche Sauerstoff zur Bildung der nötigen Oxydmengen. Weitere Versuche in dieser Richtung konnten noch nicht angestellt werden.

11. Der Metall—Kohle-Lichtbogen spielt sonach für den Wechselstrom die Rolle eines einseitig wirkenden Ventiles, das nur die nach einer Richtung fließenden Ströme durchläßt. Er hat daher die Fähigkeit, Wechselstrom in einen Strom zu verwandeln, der nur aus gleichgerichteten Stromimpulsen besteht. Schaltet man daher in den Stromkreis eines solchen Lichtbogens Akkumulatoren derart, daß der + Pol der Batterie an die Kohlenelektrode zu liegen kommt, so zeigt die Batterie Ladespannung. Fig. 7 stellt die Schaltung dar, welche gemacht wurde, um den Nutzeffekt einer solchen Ladung von Akkumulatoren mittels Wechselstrom zu bestimmen.

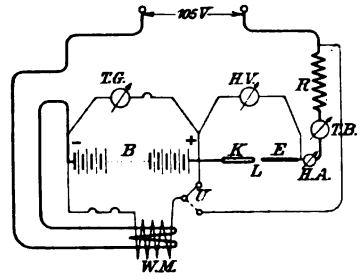


Fig. 7.

B ist die Akkumulatorenbatterie, L der Lichtbogen und R ein Regulierwiderstand. Das Hitzdrahtamperemeter HA mißt den totalen Strom J, die Tangentenbussole TB den scheinbaren Gleichstrom C, das Wattmeter WM, je nach Stellung des Umschalters u, die auf die Batterie entfallenden Watt w oder die im ganzen Stromkreis verbrauchten Watt W; das Torsionsgalvanometer TG gibt die Spannung der Akkumulatorenbatterie v, das Hitzdrahtvoltmeter HV die Lichtbogenspannung an. Folgende Zahlen gelten für einen Versuch, bei welchem die Wechselspannung ca. 105 Volt war und die Akkumulatorenbatterie aus 16 Zellen bestand:

J Amp.	W Watt	w Watt	v Volt	$\eta = \frac{w}{W}$	Spannung pro Zelle Volt
7,5	522	153	—	0,294	—
6,2	403	122	36,5	0,303	2,285
4,8	313	104,5	37,6	0,33	2,355

Wenn man durch Verkleinern des Regulierwiderstandes R die auf die Akkumulatoren entfallende Arbeit vergrößern wollte, so zeigte sich ebenso wie dann, wenn die Spannung der Akkumulatorenbatterie durch Zuschaltung von Zellen vergrößert wurde, daß der Lichtbogen den Gleichstromzustand aufgab. Die totale Stromstärke J stieg, der scheinbare Gleichstrom C und die Akkumulatorenspannung v fielen. Der oben sich ergebende Nutzeffekt η von ca. 30% wurde auch für den Fall höherer Wechselspannung und dadurch ermöglichter größerer Zahl von Akkumulatorenzellen nicht überschritten.

B. Lichtbogen zwischen zwei Kohleelektroden verschiedener Beschaffenheit.

1. Bildet man einen Wechselstromlichtbogen zwischen zwei Kohleelektroden von wesentlich verschiedener Beschaffenheit, beispielsweise einer Docht- und einer Homogenkohle, so zeigen eine in den Kreis in derselben Weise wie früher eingeschaltete Tangentenbussole und ein an die Elektroden angelegtes Torsionsgalvanometer Gleichstrom bzw. Gleichspannung an. Das findet statt, sowohl wenn die Dochtkohle oben und die Homogenkohle unten ist, als auch wenn die Homogenkohle die obere und die Dochtkohle die untere Elektrode bildet; endlich zeigt auch ein horizontal angeordneter Lichtbogen die angeführten Erscheinungen.

Diese drei Fälle unterscheiden sich quantitativ insoferne, als die größten Gleichstromwerte dann auftreten, wenn die Dochtkohle die obere der beiden vertikal gestellten Elektroden ist, und der Bogen in den an ihr sich ausbildenden Krater brennt. Die Richtung des Gleichstromes ist in allen drei Fällen im Bogen von der Docht- zur Homogenkohle, und die letztere erweist sich als positiv gegenüber der ersteren.

Beispielsweise wurde für eine Wechselspannung von 105 Volt gefunden:

Tabelle IV.

Kohlen von Schiff, Jordan & Co. Dochtkohle 13,5 mm dick. Homogenkohle 10 mm.

J	*A*	*C*	*V*
	a) Dochtkohle oben:		
9,1	28	0,7	6,4
8,2	35	0,65	6,1
7,5	36,5	1,00	8,5
7,2	36,5	1,00	7,9
6,2	54,0	0,7	5,8
	b) Lichtbogen horizontal:		
9,0	28	0,45	5,3
8,2	33,5	0,3	3,45
7,5	36,0	0,32	4,25
	c) Dochtkohle unten:		
9,0	28	0,2	1,3
8,2	34	0,1	1,6
7,5	35,5	0,2	1,85
7,2	36,5	0,3	2,55
6,2	52,0	0,45	4,25

2. Diese Gleichströme, die also von der gegenseitigen Lage der Kohlen abhängen, scheinen die Resultierenden zweier komponentaler Gleichströme zu sein, von welchen der eine durch die Lage, der andere durch die Beschaffenheit der Kohlen bedingt ist. Auch an zwei gleichartigen Kohlen kann man nach Sahulka[1]) beobachten, daß die untere Kohle positiv gegen die obere ist. Am horizontalen Bogen zwischen gleichartigen Elektroden zeigt sich keine Gleichspannung. Es tritt also zu dem durch die Verschiedenheit der Kohlen bedingten, von der Docht- zur Homogenkohle gerichteten Gleichstrome, der sich für alle Lagen des Lichtbogens zeigen muß, im Falle, wo die Dochtkohle oben ist, der von Sahulka

[1]) Sahulka, l. c.

beobachtete Strom additiv, im Falle, wo sie unten ist, subtraktiv hinzu.

3. Die aufgenommenen Strom- und Spannungskurven, von welchen zwei zusammengehörige in Fig. 8 beigegeben sind, haben qualitativ mit den an den Instrumenten abgelesenen Werten übereingestimmt, d. h. der über der Abszissenachse liegende Teil der Spannungskurve, welcher der Stromrichtung Homogenkohle—Dochtkohle entspricht, und der der entgegengesetzten Stromrichtung entsprechende Teil der Stromkurve sind der Fläche nach größer als die anderen Teile der bezüglichen Kurven. Diese Ungleichheiten stehen in Zusammenhang mit der schon von Blondel[1]) hervorgehobenen verschiedenen Bildungsart des Lichtbogens von einer Homogen- bzw. Dochtkohle aus. Auch hat Mrs. Ayrton[2]) beobachtet, daß die Spannung eines Gleichstromlichtbogens in der Richtung Dochtkohle—Homogenkohle kleiner ist als in der entgegengesetzten. Diese beiden Umstände dürften für die Gleichspannung und den Gleichstrom am Lichtbogen maßgebend sein, welche infolge der verschiedenen Beschaffenheit der Kohleelektroden auftreten.

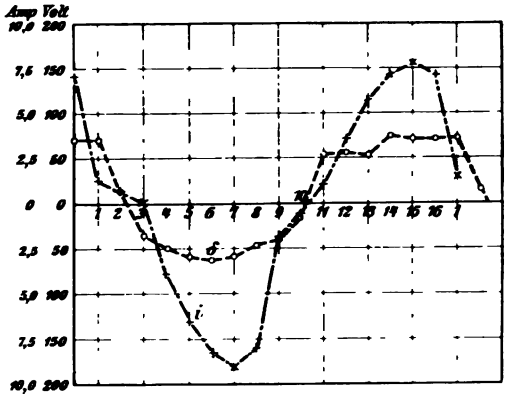


Fig. 8.

Unserem verehrten Vorstande, Herrn Hofrat Prof. A. v. Waltenhofen, sei für das rege Interesse, mit welchem er unseren Untersuchungen folgte, und die Liebenswürdigkeit, mit welcher er uns die notwendigen Apparate zur Verfügung stellte, der wärmste Dank ausgesprochen.

---

[1]) Blondel, l. c.

[2]) Mrs. Ayrton, Electrician XXXIX, S. 572. 1897.

Über Lichterscheinungen in elektrolytischen Zellen mit Aluminium- und Magnesiumelektroden.[1])

Aus dem elektrotechnischen Institute der k. k. technischen Hochschule in Wien.

(Mit 2 Textfiguren.)

1. Bei Versuchen, welche angestellt wurden, um das Verhalten von elektrolytischen Zellen mit einer Aluminium- und einer Kohleelektrode im Wechselstromkreise zu verfolgen, wurde an der Aluminiumelektrode eine Lichterscheinung beobachtet. Dieselbe ist bei Tageslicht nur als unauffällige Veränderung im Aussehen der Platte, bei matter Beleuchtung (gelblichem Gaslicht) als bläuliche Färbung der Platte und im abgedunkelten Raume als deutliches Leuchten zu beobachten. Die Erscheinung, über welche, soweit es die bisher angestellten Versuche zulassen, im folgenden kurz berichtet werden soll, ähnelt, sowohl der Farbe als dem Glanze des Lichtes nach, dem Leuchten des Phosphors. Die Aluminiumelektrode leuchtet auf der ganzen, eingetauchten Oberfläche, die bei den verschiedenen Versuchen von einigen Quadratzentimetern bis 4 qdcm variierte. Sind Kohle- und Aluminiumplatte parallel, so leuchtet die der Kohle zugewendete Fläche um weniges heller. Die Elektrodendistanz war bei allen Versuchen 1—1,5 cm. Die längs der Platte aufsteigenden Gasblasen bewirken, daß die Flüssigkeit sich stellenweise an der Platte hinaufzieht. An dem so entstehenden Flüssigkeitssaume tritt die Lichterscheinung besonders hell auf. Bei der ersten Beobachtung der Erscheinung war die Zelle mit verdünnter Schwefelsäure von einem Konzentrationsgrade, wie er gewöhnlich für Akkumulatoren angewendet wird (15%), gefüllt. Gleich die ersten Versuche zeigten jedoch, daß der Konzentrationsgrad die Erscheinung nur unwesentlich

[1]) Diese Arbeit ist in Gemeinschaft mit Ludwig Kallir entstanden. Aus den Sitzungsberichten der kais. Akademie der Wissenschaften in Wien. Mathem.-naturw. Klasse; Bd. CVIII. Abt. II. a. März 1899. (Vorgelegt in der Sitzung am 9. Februar 1899.)

beeinflußt. Der verwendete Wechselstrom wurde dem Straßennetze der Internationalen Elektrizitätsgesellschaft in Wien entnommen; die Periodenzahl desselben ist 41,7 pro Sekunde. Die Zelle lag mit einem variablen Vorschaltwiderstande an 105 Volt. Wurde derselbe verkleinert, so stieg der Strom, und die Erscheinung wurde heller. Die ersten Beobachtungen erfolgten bei einer Stromdichte von ungefähr 0,15 Ampere pro Quadratzentimeter eingetauchter Aluminiumoberfläche. Hierbei hatte das Licht eine bläuliche Färbung. Die Spannung an der Zelle betrug 22 Volt. Bei weiter gesteigerter Stromdichte traten im Gegensatze zu diesem gleichmäßigen Leuchten der ganzen Plattenoberfläche lokale Lichterscheinungen in Form von kleinen, rasch verschwindenden Funken insbesondere an den Rändern der Platte und am Saume der Flüssigkeit auf. Bei fortgesetzter Erhöhung der Spannung an der Zelle durch Abschalten von Widerstand zeigten sich knatternde Lichtbogen, die an der Elektrode hin und her wanderten. Drahtförmige Aluminiumelektroden waren an ihrer ganzen Oberfläche mit glänzenden, auch bei Tageslicht sichtbaren Lichtbogen bedeckt. Diese letztere Erscheinung tritt auch an anderen Metallen auf und wurde im Wechselstromkreise speziell von Lagrange und Hoho[1]) beobachtet. Das zu Anfang beschriebene Verhalten des Aluminiums jedoch ist von dem anderer Metalle völlig abweichend. Während bei letzteren die Lichterscheinung mit Funkenbildung einsetzt, geht bei Aluminiumelektroden im Wechselstromkreise den Funken das eingangs beschriebene, gleichmäßige und andauernde Leuchten der ganzen Elektrodenfläche voran. Auch beim Einschalten in einen Gleichstromkreis zeigen Aluminiumelektroden Lichterscheinungen, wie sie unter gleichen Verhältnissen bei anderen Metallen nicht auftreten.

Wird an Stelle der Kohleelektrode eine zweite Aluminiumelektrode verwendet, so treten an beiden Elektroden gleiche Erscheinungen auf.

2. An Stelle der verdünnten Schwefelsäure wurden auch andere Flüssigkeiten verwendet. In verdünnter Salzsäure (1 : 20) leuch-

[1]) Lagrange und Hoho, Bulletin de l'Académie royale de Belgiques, 3 sér., XXII, 1891, S. 205.

teten Aluminiumelektroden hell und andauernd. Das Licht hatte einen rötlichen Stich.

Die Lichterscheinung zeigte sich auch in Lösungen von Kaliumhydroxyd, Natriumchlorid, Alaun oder Kupfersulfat. Wurde die bei diesen Versuchen benützte Zelle, bei welcher die eingetauchte Fläche jeder Elektrode 30 qcm war, mit einer Lösung von doppeltchromsaurem Kali gefüllt, so stellte sich bei der benützten Spannung von 100 Volt ein Strom von ca. 0,1 Ampere ein. Trotz der geringen Stromdichte von ca. 0,003 Ampere pro Quadratzentimeter zeigte sich eine deutliche Lichterscheinung, die von kleinen Funken am Flüssigkeitssaume begleitet war. Die Erscheinung verringerte sich, wenn die Zelle an 50 Volt gelegt wurde, so daß sie nur durch die Kontrastwirkung zwischen an- und abgeschaltetem Strome beobachtbar war. Bei 200 Volt Spannung an der Zelle flossen 2 Ampere; die Lichterscheinung war hierbei so hell, daß in der Nähe der Elektroden eine Uhr abgelesen werden konnte.

Selbst in reinem Wiener Hochquellenwasser (Leitfähigkeit ca. $200 \cdot 10^{-10}$) konnten Lichterscheinungen beobachtet werden. Die ersten Spuren traten bei einer Stromdichte von 0,0023 Ampere pro Quadratzentimeter auf; bei einer Stromdichte von 0,006 Ampere pro Quadratzentimeter eingetauchter Elektrodenfläche zeigte sich bereits eine deutliche Lichterscheinung an der inneren Plattenfläche und an den Rändern der äußeren, was vermuten läßt, daß die Stromverteilung an der Platte ungleichförmig war.

In gewöhnlichem, destilliertem Wasser treten die Lichterscheinungen schwächer, aber noch konstatierbar auf.

3. Analoge Erscheinungen wie Elektroden aus Aluminium[1]) zeigten solche aus Magnesium. Da sich dieses Metall in verdünnter Schwefelsäure rasch löst, wurde die Beobachtung in verdünnter Salzsäure und Hochquellenwasser gemacht. Mit Metallen, die dem Aluminium oder Magnesium chemisch verwandt sind, konnten Beobachtungen noch nicht gemacht werden. Dagegen zeigten Eisen, Kupfer, Zink, Zinn, Platin, Kohle in keiner der besprochenen Flüssigkeiten unter gleichen Strom- und Spannungsverhältnissen

[1]) Alle verwendeten Aluminiumbleche und -drähte sind käufliches Material der Aluminium-Industrie-Aktiengesellschaft in Neuhausen.

jenes ruhige, gleichmäßige Leuchten der ganzen Plattenoberfläche, wie es bei Aluminium und Magnesium beobachtet worden war.

4. Von Einfluß auf die Erscheinung ist auch die Temperatur der Zelle. Wenn dieselbe bei längerem Stromdurchgange steigt, so nimmt die Helligkeit des Leuchtens ab; bei der Siedetemperatur der Flüssigkeit ist keine Lichterscheinung zu beobachten. Auch bei so geringen Stromdichten, die nicht genügen, die Flüssigkeit wesentlich zu erwärmen, nimmt die Lichterscheinung ab, wenn von außen erhitzt wird. Bei Abkühlung der Flüssigkeit tritt sie wieder auf.

5. Elektrolytische Zellen mit Aluminiumelektroden wurden auch in den Kreis einer Akkumulatorenbatterie von ca. 64 Volt Spannung eingeschaltet und zeigten, wenn man von nebensächlichen Umständen absieht, folgendes allgemeines Verhalten:

Eine reine Aluminiumplatte, als Anode in den Gleichstromkreis eingeschaltet, leuchtet auf und mit rasch abnehmender Intensität nach. Die Lichterscheinung gleicht sowohl ihrer Farbe, als ihrer Helligkeit nach der im Wechselstromkreise beobachteten und beschriebenen, nur ist sie von kurzer Dauer.

Eine reine Aluminiumplatte als Kathode in den Gleichstromkreis eingeschaltet, leuchtet nicht auf.

Eine Aluminiumplatte, die bereits Anode gewesen ist, zeigt als Kathode angeschaltet in verschiedenen Flüssigkeiten verschiedenes Verhalten. Sie leuchtet im Wasser und verdünnten Säuren auf und nach. Dagegen wurde in konzentrierter Schwefelsäure, Salzsäure (Konzentration über 1 : 80), dann in Lösungen von Kaliumhydroxyd, doppeltchromsaurem Kali, Alaun und Kupfersulfat ein Aufleuchten nicht beobachtet.

Das Verhältnis der Helligkeit des Aufleuchtens der Platte als Anode und Kathode ist unter anderem durch den Konzentrationsgrad bedingt. In reinem Wasser leuchtet die Anode heller auf, in verdünnten Säuren die Kathode. Mit dem Unterbrechen des Stromes verschwindet augenblicklich jede Lichterscheinung.

Dieses, das Anschalten begleitende und dann rasch verschwindende Aufleuchten hat einen wesentlich anderen Charakter als

diejenige Lichterscheinung, welche von Sloguinoff[1]), Colley[2]), Lagrange und Hoho[3]) und anderen beobachtet und von Koch und Wüllner[4]) speziell an drahtförmigen Platinelektroden näher untersucht worden ist. Diese letztere Erscheinung, die sich übrigens auch an Aluminiumelektroden zeigt, hat folgenden Verlauf: Wird der der Zelle mit einer drahtförmigen Aluminiumelektrode vorgeschaltete Widerstand vermindert oder die elektromotorische Kraft des Stromkreises durch Vermehrung der Zellenzahl vergrößert, so treten an der Elektrode bei reichlicher Gasentwicklung und steigender Stromstärke Funken auf. Bei weiterer Verminderung des vorgeschalteten Widerstandes vereinigen sich die Funken zu einer die ganze Elektrode umgebenden Lichthülle; der Strom fällt, die Gasentwicklung hört auf. Dieser Zustand, der von einem pfeifenden Geräusch begleitet ist, dauert an.

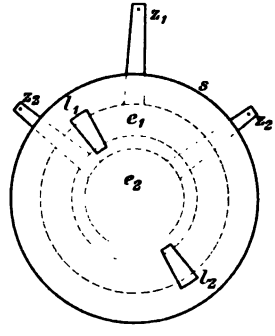


Fig. 9.

6. Die Tatsache, daß beim Einschalten einer Zelle in den Gleichstromkreis ein Aufleuchten erfolgt, das trotz andauernden Stromdurchganges verschwindet, läßt vermuten, daß die Lichterscheinung auch im Wechselstromkreise nicht während einer ganzen Periode gleichförmig andauernd sei. Um den periodischen Verlauf der Erscheinung verfolgen zu können, wurde ein stroboskopisches Verfahren angewendet. Auf die Achse eines Synchronmotors, der ebenfalls vom Straßennetze aus Strom erhielt und zwei Polpaare besaß, wurde eine Scheibe s (siehe Fig. 9) aufgesetzt; hinter derselben stand die Zelle mit einer ringförmigen Elektrode e_1 und einer kreisförmigen Elektrode e_2. Die Stromzuführung erfolgte durch z_1 und z_2. Rotiert die Scheibe S, so sieht man durch die Schlitze l_1 und l_2 die Teile der Elektrode e_1 in verschiedenen

---

[1]) Sloguinoff, Journal de physique, 1e série, IX, 1880, S. 155.

[2]) Colley, Journal de physique, 1e série, X, 1881, S. 419.

[3]) Lagrange und Hoho, Bulletin de l'Académie royale de Belgique, 3e série, XXII, 1891, S. 205.

[4]) K. R. Koch und A. Wüllner, Wied. Ann. 1892, Bd. 45, S. 475 u. 759.

Zeitmomenten. Den zwei Polpaaren des Motors entsprechend rotiert die Scheibe mit der halben Synchrongeschwindigkeit, und der ganze, sichtbar werdende Kreisring entspricht zwei vollen Perioden, so daß auf einem Halbkreisringe alle während einer Periode zeitlich einander folgenden Vorgänge nebeneinander sichtbar werden.

War die Zelle mit Hochquellenwasser gefüllt, so traten in jedem Halbkreis zwei helle Flecken (in Fig. 10: a, b und a', b') auf, welche durch dunkle Teile (c, d und c', d') getrennt erschienen. Die hellen Flecken waren von verschiedener Breite und Helligkeit, und zwar waren zwei diametral gegenüberliegende (a, a') heller und schmäler als die beiden anderen. Alle hellen Teile gehen in die dunklen allmählich über, was in der schematischen Fig. 10 nicht angedeutet ist. Aus der Zahl und Lage der Flecken ist zu entnehmen, daß die Platte in jeder Halbperiode einmal aufleuchtet. Im Zusammenhang mit dem bei Gleichstrom beobachteten, stärkeren Aufleuchten der Anode im Hochquellenwasser ist zu schließen, daß auch das hellere Aufleuchten im Wechselstromkreise immer dann eintritt, wenn die Platte Anode wird.

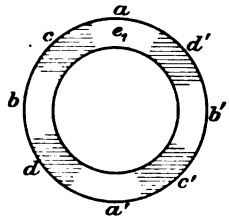


Fig. 10.

Wird dem Hochquellenwasser auch nur eine geringe Menge Schwefelsäure (z. B. im Verhältnis 1 : 5000) zugesetzt, so wird b und b' heller als a und a'. Auch das entspricht der mit Gleichstrom in Zellen mit verdünnter Schwefelsäure gemachten Beobachtung, daß die Kathode werdende Platte heller aufleuchtet als die Anode werdende. Die Helligkeitsdifferenz ist bei verschiedenen Konzentrationsgraden verschieden ausgeprägt. In weiterer Übereinstimmung mit der bei Gleichstrom in Zellen mit doppeltchromsaurer Kali- oder Ätzkalilösung sich zeigenden Erscheinung, daß nämlich bloß die Anode werdende Elektrode aufleuchtet, wurde auch bei stroboskopischen Versuchen im Wechselstromkreis in Zellen mit letztgenannten Flüssigkeiten nur ein einmaliges Aufleuchten in jeder ganzen Periode beobachtet.

Wurde in den Stromkreis der Zelle ein induktiver Widerstand eingeschaltet, so daß eine Verschiebung der Phase des Stromes

gegen die der Scheibe eintrat, so wanderten die hellen Flecken um einen mit der Größe der Phasenverschiebung wachsenden Winkel.

Das besondere Verhalten von Aluminium- und Magnesiumelektroden, welches darin besteht, in einen Gleichstromkreis eingeschaltet, aufzuleuchten, im Wechselstromkreis dauernd zu leuchten, und zwar verschieden je nach der chemischen Beschaffenheit des Elektrolyten, macht es wahrscheinlich, daß der an diesen Elektroden stattfindende chemische Prozeß die Veranlassung der Leuchterscheinung ist. Ob der Sitz derselben die sich bildenden Metalloxyde oder eine bei dem Vorgange entstehende Gasschichte ist, kann aus den bisherigen Versuchen nicht gefolgert werden[1]).

Für die Förderung, die uns unser hochverehrter Vorstand, Herr Hofrat Prof. Dr. A. v. Waltenhofen, zuteil werden ließ, sei ihm auch an dieser Stelle der wärmste Dank ausgesprochen.

Über das Verhalten des Wehneltschen Unterbrechers im Wechselstromkreise.[2])

In Heft 10 der Zeitschr. f. Elektrotechnik 1899, S. 117 ist bereits die Tatsache festgestellt worden, daß der Wehneltsche elektrolytische Unterbrecher auch im Wechselstromkreise als solcher funktioniert. Schon gelegentlich der ersten, dort mitgeteilten Versuche wurde an einem auf einer synchron rotierenden Scheibe befindlichen, schwarzen Flecke beobachtet, daß das an der Spitzenelektrode der Zelle auftretende Licht den schwarzen Fleck in der einen Halbperiode und der zwischen den Spitzen der Sekundärwickelung der Induktionsspule überspringende Funken in der anderen Halbperiode scharf begrenzt und stehend erscheinen läßt. Diese Be-

---

[1]) Während der Drucklegung dieser Arbeit werden wir darauf aufmerksam gemacht, daß diese Lichterscheinung auch schon von Herrn F. Braun in Straßburg beobachtet und in Wied. Ann. 1898, Bd. 65, S. 361 kurz beschrieben wurde.

[2]) Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien, Heft 16, 1899. Diese Arbeit ist in Gemeinschaft mit Ludwig Kallir entstanden.

obachtung ließ den Schluß zu, daß die wirksamen Unterbrechungen nicht in derselben Halbperiode auftreten, in welcher die helle Lichterscheinung in der Zelle eintritt. Andererseits zeigten Geißler- und Röntgenröhren an beiden Elektroden gleichartige Erscheinungen, was auf Entladungen in beiden Richtungen schließen ließ. Wurde in den Primärkreis der Induktionsspule ein induktiver Widerstand eingeschaltet, so wurde die Entladung in der Röhre einseitig. Um den Verlauf der Unterbrechungen und die Verschiedenheit derselben in den beiden Halbperioden, während welcher die Spitzenelektrode einmal Anode und das andere Mal Kathode ist, genauer zu untersuchen, wurde folgendes, stroboskopisches Verfahren angewendet:

Auf der Achse eines vierpoligen Synchronmotors wurde eine Scheibe angebracht, auf welcher in radialer Lage eine Geißlerröhre von 12 cm Länge befestigt war. Diese Röhre lag an der Sekundärwickelung der Induktionsspule, indem die eine Klemme der letzteren durch einen zentralen Kontakt mit dem inneren Pol der Geißlerröhre in Verbindung stand, während der äußere Pol der Röhre mit der Motorachse und die zweite Klemme der Spule mit dem Lager des Motors verbunden war. Die Verwendung einer Röhre bietet in diesem Falle den Vorteil, daß, da bei jeder Entladung die Kathode von einer Lichthülle umgeben ist, die Richtung jeder Entladung festgestellt werden konnte. Der Unterbrecher bestand aus einer in ein Glasröhrchen eingeschmolzenen Platinelektrode von 1 mm Dicke und 3—5 mm freier Länge und einer Kohleelektrode von großer Oberfläche. Die Zelle war mit verdünnter Schwefelsäure von 10% Säuregehalt gefüllt. Die Platinelektrode zeigte im Vergleiche mit anderen Metallen die geringste Abnützung; dennoch bekam sie im Gebrauch eine matte Oberfläche und spitzte sich mit der Zeit zu. Die verwendete Induktionsspule war die eines Induktoriums von 30 mm Schlagweite.

1. Ist der Primärkreis der Induktionsspule mit der Zelle und einem verhältnismäßig großen Ohmschen Widerstande, z. B. 36 Ω — im folgenden sind die Zahlen einer speziellen Versuchsreihe aufgenommen —, an 105 Volt Wechselspannung gelegt, so werden zunächst an der Elektrode reichliche Gasmengen ausge-

schieden. Bei Verringerung des vorgeschalteten Widerstandes bis 33 Ω treten an der Platinelektrode zeitweise kleine Funken von bläulichweißer Farbe auf, die von einem knallenden Geräusch, wie es etwa bei Explosion einer kleinen Knallgasblase auftritt, begleitet sind. Die Geißlerröhre zeigt, daß gleichzeitig mit diesem Vorgange in der Zelle Entladungen durch die Röhre stattfinden. Bei einer weiteren Verringerung des Widerstandes bis 32 Ω tritt der Vorgang in Zelle und Röhre regelmäßig auf, wobei der Strom 2,6 Ampere beträgt. Die synchron rotierende Röhre zeigt dann ein Lichtbild, welches in Fig. 11 schematisch dargestellt ist. Die auftretenden Entladungen liegen in einem Durchmesser. Da dem ganzen Scheibenumfang in Übereinstimmung mit den vier Polen des Motors zwei Perioden entsprechen, so entspricht einer vollen Periode der halbe Umfang. Daß in jeder Scheibenhälfte nur ein Lichtbild auftritt, bedeutet, daß nur in der einen Halbperiode Entladungen in der Röhre stattfinden. Da die in der Sekundärwickelung auftretenden EMKe. von den Stromschwankungen im Primärkreise herrühren, so finden im allgemeinen, wie es die Röhre auch zeigt, die Entladungen paarweise statt; die eine ist durch die Stromabnahme, die andere durch die darauffolgende Stromzunahme veranlaßt. Da die induzierten EMKe. in beiden Fällen entgegengesetzte Richtung haben, ist einmal die innere, das andere Mal die äußere Röhrenelektrode Kathode und daher von einer Lichthülle umgeben, wie in Fig. 11 ersichtlich ist. Die Distanz der beiden Lichtbilder gibt das Zeitintervall der beiden Entladungen. In dem beschriebenen Falle hatten die Lichtbilder im Radius von 15 cm gemessen ca. 1,5 cm Distanz, was einer Zeit von 0,000 75 Sekunden entspricht. Um festzustellen, ob die Spitzenelektrode der Zelle in der Halbperiode, in welcher diese Entladungen stattfinden, Anode oder Kathode ist, wurde an dieselbe Wechselspannung ein Eisen-Kohle-Lichtbogen gelegt und durch

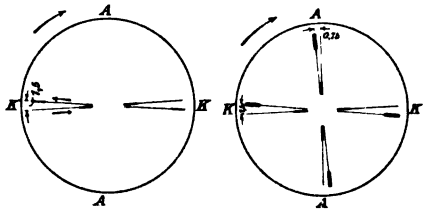


Fig. 11.
$R = 32\ \Omega$; $J = 2{,}6$ Amp.

Fig. 12.
$R = 24\ \Omega$; $J = 3{,}0$ Amp.

einen in der Scheibe unmittelbar neben der Geißlerröhre angebrachten Schlitz projiziert. Die Eisenelektrode des Lichtbogens und die Platinspitze der Zelle lagen an derselben Klemme. Der Lichtbogen zwischen einer Eisen- und einer Kohleelektrode bildet sich bloß in jener Halbperiode, in welcher das Eisen Anode ist. Der Lichtbogen wurde nun einmal so aufgestellt, daß er sich hinter derjenigen Stelle der Scheibe befand, an welcher die Lichtbilder der Geißlerröhre auftraten, und dann an einer um den vierten Teil des Scheibenumfanges davon entfernten Stelle. Das von dem Lichtbogen durch den rotierenden Schlitz mit Benützung einer Linse projizierte Bild zeigte bei der ersteren Aufstellung bloß die glühenden Elektroden, bei der zweiten Aufstellung den Lichtbogen. Die Entladungen treten sonach in derjenigen Halbperiode auf, wo die Eisenelektrode, daher auch die Platinspitze Kathode ist. Zur Charakterisierung dieses Umstandes sind auch in den Figuren die betreffenden Quadranten mit K, die anderen, in welchen die Platinspitze Anode ist, mit A bezeichnet. Aus der Schaltung und der Wickelungsrichtung der Induktionsspule wurde außerdem bestimmt, daß die erste Entladung einer Abnahme, die zweite einer Zunahme des Stromes im Primärkreise entspricht.

Betrachtet man durch den in der Scheibe vorhandenen Schlitz die Lichterscheinung in der Zelle, so sieht man, daß dieselbe ebenfalls nur dann auftritt, wenn die Platinspitze Kathode ist.

Wird der vorgeschaltete Widerstand weiter verringert, so treten auch in der anderen Halbperiode hier und da Entladungen auf, die bei einem Vorschaltwiderstande von 24 Ω regelmäßig werden und dann sogar heller als die zuerst aufgetretenen sind. Hierbei ist die Stromstärke 3 Ampere. Die neu hinzugekommenen Entladungen (siehe Fig. 12) finden in derjenigen Halbperiode statt, in welcher die Platinspitze Anode ist. Auch hier treten zwei Entladungen unmittelbar nacheinander auf, deren Distanz ca. 0,75 cm, entsprechend einer Zeit von 0,000375 Sekunden ist. Während die erste Entladung in der K-Periode, wie aus dem in den Figuren eingezeichneten Drehungssinne der Scheibe zu ersehen ist, von außen nach innen, die zweite zugehörige von innen nach außen erfolgt, ist in der A-Periode, der entgegengesetzten Richtung des

Primärstromes entsprechend, die erste Entladung von innen nach außen, die zweite von außen nach innen gerichtet.

Weiteres Abschalten von Widerstand hat zur Folge, daß die Zahl der in jeder Halbperiode auftretenden Entladungen sich vergrößert; so z. B. traten bei 18 Ω vorgeschaltetem Widerstande und einem Strome von 3,45 Ampere in jeder Halbperiode zwei Doppelentladungen, bei 13 Ω und 4,2 Ampere in jeder Halbperiode vier Doppelentladungen auf (siehe Fig. 13 und 14). Die in der A-Periode auftretenden Entladungen sind heftiger. Die Beobachtung der Geißlerröhre, wo die Steigerung der Lichterscheinung begrenzt ist, wird ergänzt durch eine stroboskopische Beobachtung einer Funkenstrecke im Sekundärkreise der Induktionsspule; zieht man die Spitzen so weit auseinander, daß gerade noch Funken überspringen, so sind dieselben durch den rotierenden Schlitz der Scheibe in der A-Periode zu beobachten. Durch fortgesetzte Verringerung des Vorschaltwiderstandes im Primärkreise konnte die Zahl der Entladungen noch weiter vermehrt werden, wobei sie sich, immer heller werdend, allmählich über den einer Halbperiode entsprechenden Raum ausdehnten. Zwischen den Entladungen der A- und K-Halbperiode liegt eine Zeit, in der keine Unterbrechungen stattfinden, die sich an der Scheibe durch dunkelbleibende Partien darstellt.

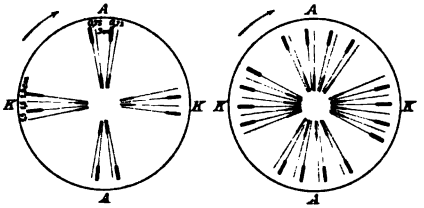


Fig. 13. $R = 18\,\Omega$; $J = 3{,}45$ Amp.

Fig. 14. $R = 13\,\Omega$; $J = 4{,}2$ Amp.

Ganz unabhängig von der Zahl der auftretenden Entladungen läßt sich bezüglich der Entfernungen der einzelnen Entladungen voneinander folgendes sagen: Zwei zusammengehörige Entladungen in der A-Periode, einer Stromab- bzw. -zunahme entsprechend, liegen einander näher als zwei zusammengehörige Entladungen der K-Periode; die Entfernung zwischen der Entladung, die einer Stromzunahme entspricht, und der der darauffolgenden Stromabnahme entsprechenden ist in der A-Periode ungefähr doppelt so groß als in der K-Periode. (Vgl. die angeführten Zahlen und

die Figuren.) Eine Vorstellung über die Geschwindigkeit, mit welcher die Entladungen aufeinanderfolgen, erhält man durch Berechnung der Zahl der Doppelentladungen pro Sekunde, die stattfinden würden, wenn die Unterbrechungen nicht nur während eines Teiles, sondern während der ganzen Dauer der Periode gleichmäßig auftreten würden. In dem in Fig. 13 dargestellten Falle würden dann ca. 700 Doppelentladungen pro Sekunde stattfinden. Die zwei zusammengehörigen Entladungen sind nicht von gleicher Intensität. Obzwar die Geißlerröhre keinen zahlenmäßigen Ausdruck der Intensität der Entladung gewinnen läßt, so gestattet sie doch, aus der Helligkeit des Kathodenlichtes den Schluß zu ziehen, daß in der A-Periode die der Stromabnahme entsprechende Entladung die stärkere ist, welcher Unterschied mit zunehmender Zahl der Entladungen abnimmt, daß dagegen in der K-Periode die der Stromzunahme entsprechende Entladung die kräftigere ist. Manchmal wurde in letzterem Falle auch Gleichheit konstatiert.

Auch das Licht der Zelle wurde bei gesteigertem Strom stroboskopisch beobachtet. In der K-Periode zeigten sich wieder die bläulichweißen Funken, die hell und lichtbogenartig auftraten, in der A-Periode eine rötliche Lichthülle.

2. Bei der bisher beschriebenen Versuchsreihe war der Induktionsspule ein induktionsfreier Widerstand vorgeschaltet; der Primärkreis enthielt somit nur denjenigen induktiven Widerstand, welchen die Primärwickelung der Induktionsspule darstellt. Die Einschaltung eines weiteren induktiven Widerstandes in den Primärkreis in Form einer Spule mit Eisenkern mit dem Selbstinduktionskoeffizienten $L = 0{,}02\,H$ veränderte den Verlauf der Erscheinung beträchtlich. So traten die ersten Entladungen in der Röhre bei einem Ohmschen Vorschaltwiderstande von 22 Ω und einer Stromstärke von 3,6 Ampere in der K-Periode auf, während die Lichterscheinung in der Zelle sich schon früher einstellte. Diese zwei zuerst auftretenden Entladungen waren relativ weit (3 cm, siehe Fig. 15) voneinander entfernt. Bei 20 Ω Widerstand und 3,9 Ampere Strom trat plötzlich, und zwar gleich mit großer Helligkeit, eine einzige Entladung in der A-Periode hinzu (siehe

Fig. 16). Ihrer Richtung nach entspricht sie einer Stromabnahme im Primärkreise. Sie steht von der ihr vorhergehenden Doppelentladung in der K-Periode um mehr als 90° ab. Abnehmender Ohmscher Widerstand bewirkt, daß der Winkel kleiner wird, schließlich weniger als 90° beträgt. Dann tritt plötzlich im besprochenen Falle bei 7 Ω und 4,9 Ampere eine zweite Einzelentladung, ca. 8 cm von der ersten entfernt, auf und zwar symmetrisch zu dem Durchmesser, der auf der zuerst in der K-Periode auftretenden Doppelentladung senkrecht steht (siehe Fig. 17). Bei weiterer Verringerung des Ohmschen Widerstandes rücken die zwei vorhandenen Einzelentladungen näher zusammen und wandern beide in derselben

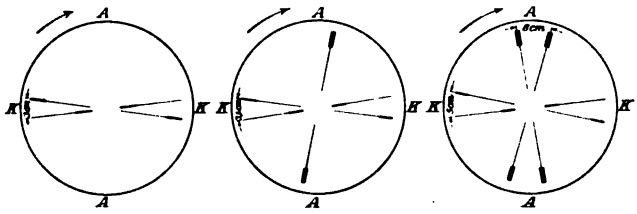


Fig. 15. $R = 22\ \Omega$; $L = 0{,}02\ H$; $J = 2{,}6$ Amp.

Fig. 16. $R = 20\ \Omega$; $L = 0{,}02\ H$; $J = 3{,}9$ Amp.

Fig. 17. $R = 7\ \Omega$; $L = 0{,}02\ H$; $J = 4{,}9$ Amp.

Richtung wie früher die erste allein, um so neu hinzutretenden Einzelentladungen Platz zu machen. Im Vergleiche zu diesen äußerst hell auftretenden Entladungen sind die zugehörigen Entladungen in entgegengesetzter Richtung und die in der anderen Halbperiode nur sehr schwach. Von den vier verschiedenen Kategorien von Entladungen, die während einer vollen Periode zustande kommen, werden sonach drei durch den vorgeschalteten induktiven Widerstand geschwächt, und nur die Entladungen, welche Stromabnahmen in der A-Periode entsprechen, haben beträchtliche Intensitäten.

So kommt es, daß auch in der ruhenden Röhre, bei welcher man die Entladungen aller vier Kategorien übereinander gelagert sieht, eine Elektrode in ihrer Helligkeit ganz bedeutend überwiegt, was bereits eingangs erwähnt ist.

Die Einseitigkeit der Entladung wurde auch von d'Arsonval in seiner Mitteilung in der „Académie des Sciences" am 27. Februar[1]) konstatiert. Er schreibt diese Wirkung lediglich dem Unterbrecher selbst zu, während aus obigen Versuchen klar wird, daß die Einseitigkeit durch den im Kreise befindlichen induktiven Widerstand hervorgerufen wird. Als solcher fungiert in jedem Fall die Primärwickelung der Induktionsspule.

Auch das Verhalten der Zelle hängt mit dem im Primärkreise befindlichen induktiven Widerstande zusammen. Wird derselbe eingeschaltet, so wird das Geräusch in der Zelle heftiger und auch die Lichterscheinung heller; gleichzeitig steigt, trotz der Vergrößerung des scheinbaren Widerstandes durch Einschalten des induktiven Widerstandes, der Strom z. B.

R	L	J
14 Ω	0	2,7 Ampere
14 Ω	0,018 H	3,5 Ampere.

Eine stroboskopische Beobachtung des Lichtes in der Zelle zeigt, daß in der K-Periode im wesentlichen dieselben bläulichweißen Funkenerscheinungen auftreten, in der A-Periode jedoch ein bemerkbares Erglühen der Platinelektrode und rötliche Funken an derselben zu sehen sind. Bei Verwendung eines großen induktiven Widerstandes (etwa 0,08 H) wird das Geräusch in der Zelle noch heftiger, die Lichterscheinungen in der Röhre bleiben trotz großen Primärstromes vollständig aus, das Licht der Zelle bekommt einen rötlichvioletten Stich, welcher, wie stroboskopische Beobachtung zeigt, davon herrührt, daß die rötlichen Funken in der A-Periode an Ausbreitung und Helligkeit gewinnen.

3. Aus den beschriebenen Beobachtungen kann eine Reihe von Vorstellungen über die Natur des Vorganges im Unterbrecher gewonnen werden. Das paarweise Auftreten der Entladungen bei Abwesenheit von induktivem Widerstande hat darin seine Veranlassung, daß der Primärstrom plötzliche Abnahmen und darauffolgende Zunahmen erfährt. Die Tatsache, daß die Zeit zwischen

[1]) Siehe auch L'écl. él. Tome XVIII, Nr. 10, S. 400.

einer Stromzu- und der darauffolgenden Stromabnahme in der A-Periode ca. doppelt so groß ist als in der K-Periode, stimmt mit der Annahme überein, daß die freiwerdenden Gasmengen, die in gleicher Zeit an der Kathode in doppelter Menge ausgeschieden werden, die Stromunterbrechung herbeiführen. Diese Annahme steht auch mit der Beobachtung im Einklange, daß die Unterbrechungen zuerst in der K-Periode auftreten, in welcher in der gleichen Zeit die größere Gasmenge ausgeschieden wird.

Die Wirkung eingeschalteten induktiven Widerstandes ist nun einerseits die, daß das Anwachsen des Stromes nach erfolgter Unterbrechung verzögert wird, daher die sekundär induzierte EMK. geschwächt wird. Hierdurch werden zwei der vier Kategorien von Entladungen unterdrückt. Andererseits beeinflußt die Selbstinduktion des Primärkreises auch den Verlauf der Stromunterbrechung; je größer die Zahl der bei der Unterbrechung primär verschwindenden Kraftlinien ist und je rascher dieses Verschwinden erfolgt, desto größer ist die an der Unterbrechungsstelle auftretende EMK.

Diese EMK. kann das Auftreten eines Unterbrechungsfunkens zur Folge haben, welcher das rasche Abfallen des Stromes verhindert und daher die sekundär induzierte EMK. schwächt. Die an der Unterbrechungsstelle auftretende EMK. ist um so größer, je größer der induktive Widerstand ist, je rascher die Stromschwächung erfolgt und je rascher die Kraftlinien des induktiven Widerstandes verschwinden können. Daher ist der Einfluß der Selbstinduktion zunächst in der K-Periode zu konstatieren, wo die Gase reichlicher ausgeschieden werden, daher die Stromschwächung rascher erfolgt. Bei sehr großer Selbstinduktion tritt diese Störung auch in der A-Periode auf, wie einerseits das Aufhören der Entladungen in der Röhre, andererseits das Auftreten von Funken in der Zelle in der A-Periode zeigt. Schließlich ist es auch nicht gleichgültig, ob als induktiver Widerstand ein solcher fungiert, der einen Eisenkern hat, oder ein gleich großer ohne Eisenkern. In ersterem wird das Verschwinden der Kraftlinien magnetisch zeitlich verzögert, so daß die EMK., welche an der Unterbrechungsstelle auftritt, kleiner wird als im Falle des eisen-

losen induktiven Widerstandes. Dies zeigt folgender Versuch: In den Primärstromkreis wurden zwei induktive Widerstände, einer mit, der andere ohne Eisen, die auf gleichen Ohmschen Widerstand gebracht wurden, eingeschaltet, so daß immer einer von ihnen kurzgeschlossen werden konnte. Der eisenlose induktive Widerstand hatte 0,08 H, und der mit Eisenkern versehene hatte bei der Versuchsstromstärke von 3,6 Ampere ebenfalls 0,08 H. War der eisenlose Widerstand eingeschaltet, so fand keine Entladung in der Röhre statt. Die Lichterscheinung in der Zelle war von äußerst starkem, knatterndem Geräusch begleitet. War der induktive Widerstand mit Eisenkern eingeschaltet, so waren bei gleichem Strom (3,6 Ampere) Entladungen in der Röhre vorhanden, und das die Lichterscheinung in der Zelle begleitende Geräusch war weniger laut.

Im Einklang mit der gegebenen Erklärung des Einflusses der Selbstinduktion ist übrigens auch das veränderte Verhalten der Zelle und Röhre, wenn man an den eingeschalteten induktiven Widerstand ein Voltmeter anlegt und auf diese Weise der bei der Stromunterbrechung auftretenden EMK. der Selbstinduktion einen zweiten Weg gibt; sie kommt dann an der Unterbrechungsstelle in der Zelle weniger zur Geltung. Daher leuchtet die Röhre auch bei Einschaltung des im vorigen Versuch benützten, eisenlosen induktiven Widerstandes, sofern zu diesem ein Voltmeter parallel geschaltet ist. Bei Einschaltung des induktiven Widerstandes mit Eisenkern leuchtet die Röhre ebenfalls. In beiden Fällen leuchtet sie einseitig; im ersteren ist die Einseitigkeit ausgeprägter. Der Strom war in allen Fällen gleich (3,6 Ampere). Das Voltmeter zeigte am eisenlosen Widerstand 110—120 Volt, am anderen 80—85 Volt.

Die vorstehenden Erkenntnisse sind auch für die Beurteilung des Verhaltens des Wehneltschen Unterbrechers im Gleichstromkreise anwendbar. Ist die Platinspitze Kathode, so treten bläulichweiße, ist sie Anode, rötliche Lichterscheinungen auf. Eine spektroskopische Beobachtung zeigt im ersten Falle die Linien des Platins, im zweiten Falle ein kontinuierliches Spektrum, aus welchem einige Linien schwach hervortreten. Es tritt also im ersteren Falle

eine Verdampfung des Platins ein, im zweiten Falle im wesentlichen ein bloßes Erglühen. Diese Verschiedenheit mag auf die verschiedene Stromrichtung in den beiden Fällen, im ersteren von der Flüssigkeit zum Metall, im letzteren vom Metall zur Flüssigkeit, zurückgeführt werden.

Einschaltung von Selbstinduktion in den Gleichstromkreis bewirkt bei beiden Stromrichtungen das Auftreten von Funken in der Zelle, begleitet von einem stärkeren Geräusch und Anwachsen des Stromes. Hierbei können die Entladungen je nach Art und Größe der Selbstinduktion begünstigt oder beeinträchtigt werden. Die Wirkung der Selbstinduktion bei der Stromabnahme kann im Entstehen eines Öffnungsfunkens bestehen, welcher die Stromunterbrechung beeinträchtigt. Die Wirkung auf das neuerliche Anwachsen des Stromes kann zweifach sein. Enthält der induktive Widerstand keine Kraftlinien mehr, so wirkt er auf den Stromanstieg verzögernd, also auf die Entladung in der Röhre hinderlich; enthält der induktive Widerstand jedoch noch ein im Verschwinden begriffenes Kraftfeld, so wirkt die durch dasselbe induzierte EMK. beschleunigend auf den Stromanstieg, begünstigt also die Entladung. Diese Wirkung der Selbstinduktion kann unter Umständen notwendig sein für das Funktionieren des Unterbrechers, indem die durch das Verschwinden der Kraftlinien induzierte EMK. die im Kreise befindliche, gleichgerichtete Spannung in bestimmten Momenten unterstützt. Hierzu muß der induktive Widerstand passende Größe haben; insoferne kann von einem Zusammenstimmen von Widerstand und Selbstinduktion des Kreises, Größe der Oberfläche der Spitzenelektrode und EMK. die Rede sein. Eine Resonanzerscheinung, bedingt durch bestimmte Abstimmung von Selbstinduktion und Kapazität, ähnlich der bei einer oszillatorischen Entladung eines Kondensators, wie sie S. P. Thompson in einer Zuschrift an den „Electrician" vom 17. März 1899, S. 731 vertritt, scheint nicht vorzuliegen.

4. Der Unterbrechungsvorgang ist übrigens, wie gelegentliche Beobachtungen zeigten, auch von der Temperatur der Flüssigkeit und vom Drucke, unter welchem sie steht, abhängig. Mit steigender Temperatur sinkt der Strom in der Zelle, in einem speziellen Falle

von 2,6 Ampere Wechselstrom bei 16° C bis 1,7 Ampere bei 71° C und 0,4 Ampere bei 100° C; die Entladungen in der Röhre werden gleichzeitig schwächer; doch fanden noch bei der Siedetemperatur Lichterscheinungen in Zelle und Röhre statt. Die Entladungen in der Röhre wurden mit zunehmender Temperatur einseitig, während sie bei der Anfangstemperatur in beiden Richtungen gleich waren.

Durch Erhöhung des Druckes wird ein Steigen des Stromes in der Zelle hervorgerufen; beispielsweise von 2,85 Ampere bei normalem Druck auf 3,15 Ampere bei 220 mm Quecksilberüberdruck. Die Lichterscheinung in Zelle und Röhre wird dadurch ausgelöscht.

Zum Schlusse sei eine während der stroboskopischen Versuche gemachte Beobachtung erwähnt. Der Zellenkreis war parallel zum Motor, der die Scheibe mit der Geißlerröhre in Rotation versetzte, geschaltet. Im Zellenkreise war ein so großer Widerstand, daß der Unterbrechungsvorgang noch nicht einsetzte. Bei eingeschaltetem laufendem Motor leuchtete die Geißlerröhre in vier bestimmten Lagen, unabhängig von der Geschwindigkeit des Motors. Dieser Motor war ein Kollektor-Nebenschlußmotor, dessen Magnete durch kommutierten Wechselstrom erregt wurden. Die Kommutation geschah durch einen vierteiligen Kollektor. Eine genauere Beobachtung zeigte, daß die Röhre, die ja mit dem Kollektor in starrer Verbindung stand, in denjenigen Momenten aufleuchtete, wo die Bürsten zwei benachbarte Kollektorsegmente kurzschlossen. Wurden die Bürsten verdreht, so wanderten die Lichtbilder der Röhre, die sehr schmal und einseitig waren, um den gleichen Winkel. Die Erklärung dafür ist darin zu suchen, daß durch den Kurzschluß durch die Bürsten momentan große Stromentnahmen und infolge des großen Spannungsabfalles im Transformator und den Zuleitungen zum Versuchsraume auch eine momentane Abnahme des durch den Primärkreis der Induktionsspule fließenden Stromes stattfindet. Daher die Entladung im Sekundärkreise. Daß der Zelle bei diesem Vorgange keinerlei Rolle zufällt, erhellt daraus, daß die Erscheinung auch bei abgeschalteter Zelle eintrat. Der Kurzschluß, also die Stromabnahme im Primärkreise, erfolgt

plötzlicher als die darauffolgende Stromzunahme, welche durch Öffnungsfunken des Kurzschlusses am Kollektor verzögert wird. Daher die Einseitigkeit der Sekundärentladung, die auch ihrer Richtung nach mit dieser Überlegung stimmt. Diese Entladungen waren nur äußerst schwach im Vergleich zu den durch den Unterbrecher hervorgerufenen. Das durch sie gebildete Lichtkreuz konnte im Bedarfsfalle als Koordinatensystem zur Beurteilung der Lage und Lagenänderungen der durch den Unterbrecher erzeugten Entladungen in der Röhre benützt werden.

II.

Als zweite Reihe folgen einige Arbeiten über Ankerwicklungen. Die erste: „Über offene Ankerwicklungen", entstand aus Lust zum Variieren. Die Einführung der Serienbeleuchtung, die mir damals in naher Sicht schien, ist heute nicht mehr wahrscheinlich. Aber daß die offene Ankerwicklung ihre Bedeutung vollständig verloren hat, möchte ich nicht behaupten. Für die Unterdrückung der funkenbildenden EMK. bieten die offenen Ankerwicklungen andere Möglichkeiten als die geschlossenen, und neue Wege können auch zu vollkommeneren Lösungen führen.

Die zweite Arbeit: „Über geschlossene Ankerwicklungen", entstand im elektrotechnischen Institut der technischen Hochschule, Wien. Die erste Anregung dazu gab die Tatsache, daß die Regel, wie sie im Arnoldschen Buch angegeben und abgeleitet war, nicht recht verständlich war. In der Tat sind auch die Grundgedanken dieser Abhandlung später von Arnold mitbenutzt und Gemeingut geworden.

Die dritte Arbeit gibt einen Einblick in die Wechselstromeigenschaften der Gleichstromarmatur. Dort ist der Begriff und die graphische Darstellung des „Wicklungspotentials" einer Gleichstromwicklung abgeleitet, die mich dann in einer späteren Arbeit: „Über Gleichstromwicklungen, insbesondere Reihenparallelwicklungen", zu einer sehr einfachen Darstellung der Reihenparallelwicklungen führte. Mit den gleichen Ideen beschäftigt sich auch die letzte Arbeit.

Über offene Ankerwicklungen.[1]

Die bekanntesten offenen Ankerwicklungen sind die Brush- und die Thomson-Houston-Wicklung. Von der ersteren hat Prof. Arnold das Wicklungsschema der Westinghouse-Bogenlicht-Maschine für Gleichstrom abgeleitet. Einerseits als Übergang zwischen

[1]) Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien, Heft 19, 1897.

der Brush- und Thomson-Houston-Wicklung, andererseits als willkommenen Ausgangspunkt für die Ableitung der sehr interessanten, mehrpoligen, offenen Ankerwicklungen, habe ich eine Wicklung gefunden, aus der ich außerdem eine der von Arnold für die Westinghouse-Maschine angegebenen, vollkommen gleichwertige Wicklung hergeleitet habe. Ich fühle mich in Anbetracht des

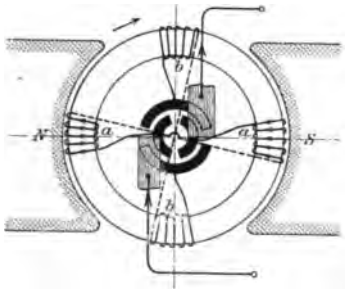


Fig. 18.

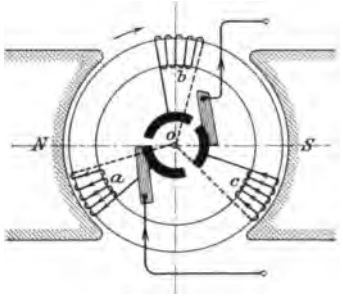


Fig. 19.

Interesses, das solche Wicklungsschemen für Bogenlichtmaschinen (für 60 und mehr Lampen) verdienen, veranlaßt, meine diesbezüglichen Aufzeichnungen zu veröffentlichen. Binnen kurz oder lang wird das bis jetzt bloß in Amerika zu Ehren gekommene System der Straßenbeleuchtung mit in Serie geschalteten Bogenlampen wohl auch am Kontinent größere Verwendung finden.

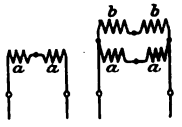


Fig. 20.

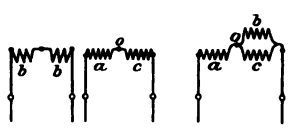


Fig. 21.

Während die Brush-Wicklung als vollkommen offene Wicklung bezeichnet werden kann, da sowohl Anfang als Ende der zwei Spulenpaare an selbständigen Kollektorsegmenten angeschlossen sind (siehe Fig. 18), könnte man die Thomson-Houston-Wicklung (siehe Fig. 19) halb offene Wicklung nennen, da hier die Anfänge der (mindestens drei) Spulen zusammengezogen sind. In Fig. 20 und Fig. 21 sind die im Laufe der Umdrehung eintretenden Spulengruppierungen angedeutet, und zwar in Fig. 20 für die Brush-Wicklung und in Fig. 21 für die Thomson-Houston-Wicklung.

Eine neue Wicklung ergibt sich aus der Brush-Wicklung, wenn

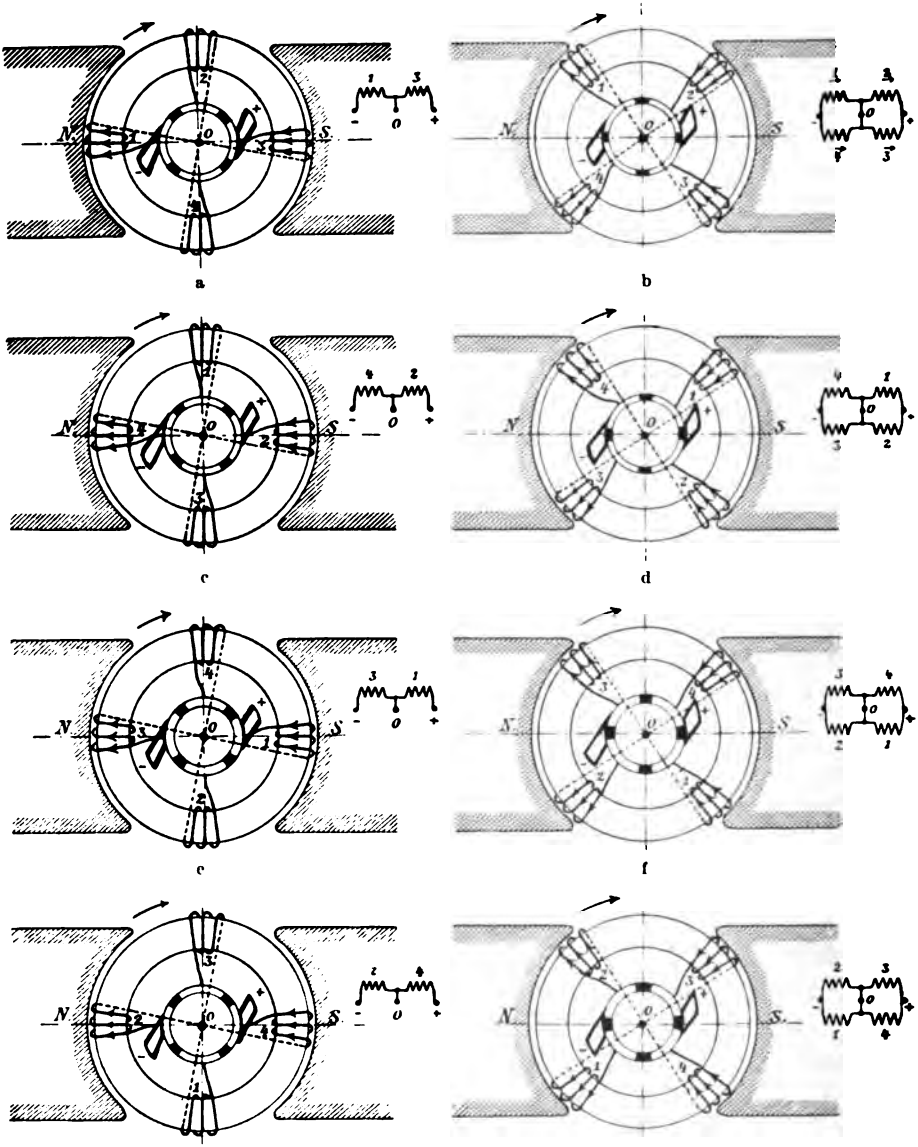


Fig. 22.

man die Mitte der Spulenpaare zusammenschließt, oder aus der Thomson-Houston-Wicklung, wenn man statt drei unter 120° stehender Wicklungselemente vier solche unter 90° angeordnet denkt. Es ergibt sich dann die in Fig. 22 dargestellte Wicklung.

a, b, c usw. ... h beziehen sich auf die um je 45° voneinander verschiedenen Phasen. Es ist aus den stets beigefügten Schaltungsskizzen zu ersehen, daß sich 1. die Impulse immer im richtigen Sinn addieren und 2. abwechselnd bloß zwei Spulen hintereinander und dann wieder je zwei parallel geschaltete Spulen hintereinander geschaltet erscheinen; der erhaltene Strom ist, wie bei allen offenen Wicklungen, pulsierend.

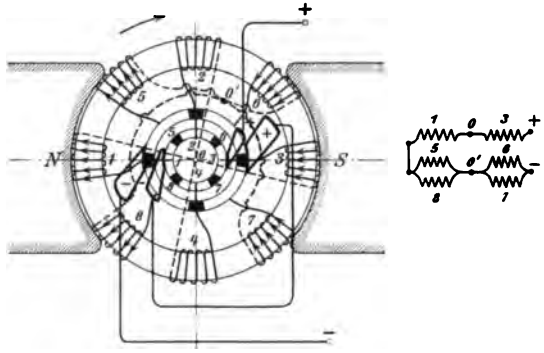


Fig. 23.

Es tritt sofort der Gedanke nahe, zwei derartige Wicklungen, die gegeneinander um 45° verdreht sind, hintereinander zu schalten, wodurch stets die in der Fig. 23 angegebene Zusammenstellung der Spulen eintritt, wenn auch die Spulen in den verschiedenen Phasen gegeneinander vertauscht erscheinen und immer die zwei gerade induktionslosen Spulen ausgeschaltet sind. Dadurch werden auch die Pulsationen herabgedrückt.

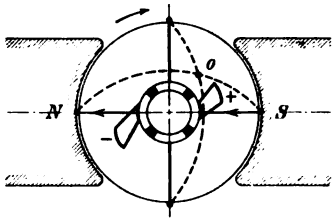


Fig. 24.

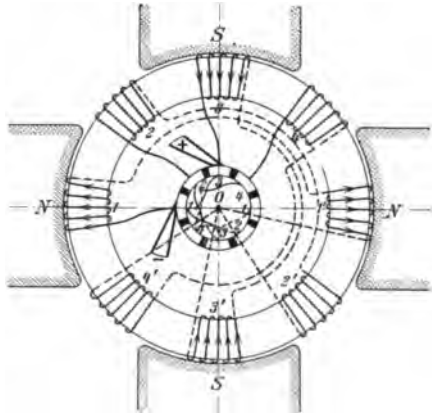


Fig. 25.

Die Anordnung als Trommelwicklung zeigt Fig. 24.

Gehen wir nun daran, die Wicklung in ihrer ursprünglichen Form auf mehrpolige Maschinen anzuwenden, so ergibt sich zu-

nächst Fig. 25. Jedes Spulenelement setzt sich dort aus den für vierpolige Maschinen um 180°, für $2p$ polige Maschinen um $\frac{360}{p}$ auseinander liegenden Teilen zusammen, sonst ist die Anordnung genau die gleiche wie früher. Nachdem der für die Kollektorsegmente notwendige Teil $\frac{360}{p}$ ist, aber während der ganzen Umdrehung Strom abgenommen werden soll, so sind acht Kollektorsegmente notwendig, wobei je zwei um 180° $\left(\text{im allgemeinen um } \frac{360}{p}\right)$ auseinanderliegende Segmente miteinander verbunden sind.

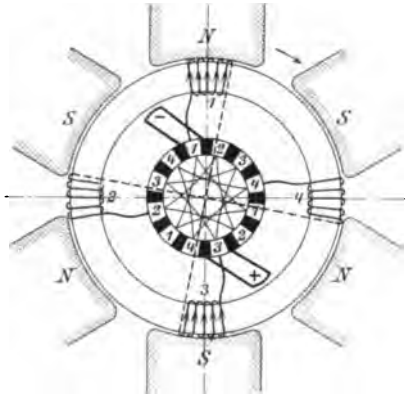


Fig. 26.

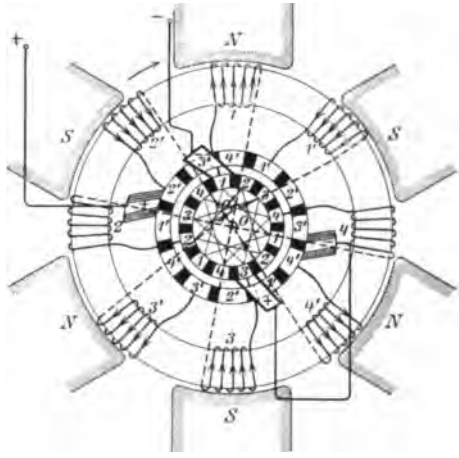


Fig. 27.

Es ist aber ohne weiteres erlaubt, den zweiten Teil jedes Spulenelementes zu unterdrücken.

Tut man dies z. B. für eine sechspolige Wicklung, so erhält man eine Wicklung, die in Fig. 26 dargestellt ist; es sind im ganzen 12 Kollektorsegmente, von denen je drei um 120° $\left(\frac{360}{p}\right)$ auseinanderliegende miteinander verbunden sind.

Zwei solche um 45° gegeneinander versetzte Wicklungen geben nun ein Wicklungsschema, das ganz zu den bekannten Veröffentlichungen der Westinghouse-Bogenlicht-Maschine paßt. Es sind 8 Armaturspulen, 6 Pole, 2 Kollektoren mit je 12 Segmenten vorhanden. Die vier nötigen Bürsten werden so verbunden, daß stets

die schon in Fig. 23 angegebene Anordnung vorhanden ist, was dadurch geschieht, daß in jenem Momente, wo die Bürste (Doppelbürsten!) an dem einen Kollektor bloß ein Segment berührt, die zweite Bürste zwei nebeneinanderliegende Segmente miteinander verbindet. Die Verbindungen der Kollektorsegmente untereinander sind so wie in Fig. 26. In der Fig. 27, die diese Wicklung darstellt, sind die Verbindungen bloß für einen der Kollektoren gezeichnet; für den anderen wird dies leicht hineingedacht werden können.

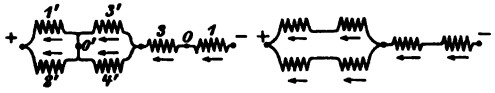


Fig. 28.

Diese Schaltung der Spulen unterscheidet sich im Resultat von der von Prof. Arnold angegebenen bloß dadurch, daß bei der letzteren zweimal zwei Spulen parallel und mit zwei Spulen in Serie geschaltet sind, während bei der ersteren zwei parallelgeschaltete Spulen mit zwei anderen parallelgeschalteten in Serie sind und hinter diesen noch zwei Spulen in Serie liegen (Fig. 28). Für den äußeren Kreis bleibt sich dies ganz gleich.

Deriviert hat Prof. Arnold die Wicklung aus dem Brush-Schema, während die in Fig. 27 angegebene Wicklung aus derjenigen in Fig. 22 abgeleitet ist. Immer bezeichnet O resp. O' denjenigen Punkt, wo die Spulenmitten zusammenlaufen.

Über geschlossene Ankerwicklungen für Gleichstrom-Dynamomaschinen.[1])

Elektrotechnisches Institut der k. k. technischen Hochschule, Wien.

Die Bestrebungen, die verschiedenen geschlossenen Gleichstrom-Ankerwicklungen unter einem allgemeinen Gesichtspunkte zusammenzufassen, wurden durch Prof. Arnold durch die Aufstellung der nach ihm benannten Wicklungsformel zu einem gewissen Abschluß gebracht. Doch dürfte es für denjenigen, der in

[1]) Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien, Heft 2, 1898. Diese Arbeit ist, wie auf S. 48 angegeben, aus gemeinsamen Besprechungen mit Dr. M. Reithoffer und Ing. L. Kallir entstanden.

der Einkleidung geometrischer Vorstellungen in mathematische Form weniger Übung besitzt, schwer sein, der Entwicklung des Herrn Prof. Arnold in seinem Buche[1]) zu folgen.

Die folgende Entwicklung, die das Resultat einer Diskussion ist, welche im elektrotechnischen Institute der k. k. technischen Hochschule in Wien zwischen dem Konstrukteur Dr. M. Reithoffer und den Assistenten des Institutes Ing. Friedrich Eichberg und Ing. Ludwig Kallir stattgefunden hat, dürfte einerseits den Zweck erfüllen, einen leichten Einblick in den Aufbau der Wicklungsformel zu gewähren, andererseits auf gewisse mögliche Verallgemeinerungen der von Prof. Arnold gegebenen Formel hinzuweisen.

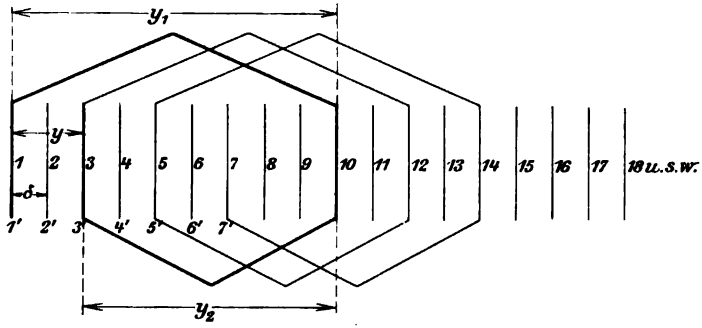


Fig. 29.

Jede einfache Ankerwicklung setzt sich aus Elementen zusammen, die im allgemeinen am Umfang gleichmäßig verteilt sind und durch gesetzmäßige Verbindung zu einem Stromkreise verbunden werden. Sind aus den Elementen eines Ankers mehrere geschlossene Stromkreise gebildet, so heißt die Ankerwicklung eine mehrfache.

Das Wicklungselement ist beim Trommelanker der Draht oder der Stab (Fig. 29), beim Ring die Spule (Fig. 30), beim Scheibenanker entweder Stab oder Spule. Aus diesen Elementen wird die Wicklung folgendermaßen gebildet: Durch c aufeinanderfolgende Teilschritte von der Größe y_1, y_2, y_3 ... y_c werden c Wicklungselemente zu einer sog. Elementengruppe (durch stärkere Linien

[1]) Die Ankerwicklungen und Ankerkonstruktionen der Gleichstrom-Dynamomaschinen von E. Arnold. Berlin 1896.

hervorgehoben) verbunden. Die Gesamtheit der Teilschritte, durch welche eine solche Elementengruppe entsteht, soll als Schrittkomplex bezeichnet werden. Die Entfernung des zuletzt getroffenen Elementes (3) einer Elementgruppe vom ersten Element (Ausgangselement) derselben (1) heißt der resultierende Schritt y und wird in Elementdistanzen (δ) gemessen. In Fig. 29 wäre der resultierende Schritt $y = 2$, in Fig. 30 $y = 6$. An den Endpunkt (3) der ersten Elementengruppe fügt man eine zweite Elementengruppe durch Wiederholung derselben Teilschritte (y_1, y_2); man macht also den zweiten resultierenden Schritt.

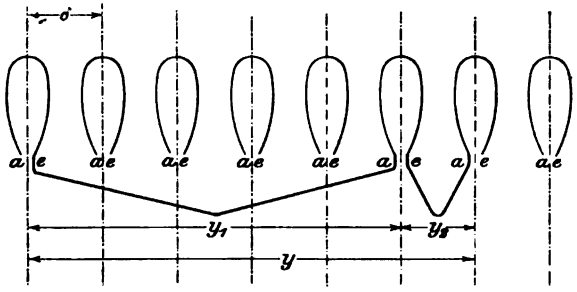


Fig. 30.

Ist man durch Aneinanderfügung einer bestimmten Zahl resultierender Schritte resp. Wicklungselemente wieder zum Ausgangselement (1) zurückgekommen und hat sämtliche Elemente der Wicklung getroffen, so ist die Wicklung eine einfache. Ist ein Teil der Elemente nicht getroffen, so können unter bestimmten Bedingungen aus den nicht getroffenen Elementen noch eine oder mehrere Wicklungen zusammengesetzt werden. Man spricht dann von mehrfachen Wicklungen.

Alle Elementgruppen müssen in bezug auf ihre Lage gegen das induzierende Feld vollkommen gleichwertig sein. Deshalb muß jede derselben durch Drehung um die Ankerachse resp. durch Parallelverschiebung in dem gezeichneten Schema in die Lage der ersten Elementgruppe gebracht werden können. Für den Trommelanker ergibt sich hieraus, daß die Anfänge sämtlicher Elementgruppen [(1′, 2′, 3′ usw. ...) im gez. Schema Fig. 29 alle unten] auf derselben Seite sich befinden müssen. Da man auf

dieselbe Seite nur durch Aneinanderreihung einer geraden Anzahl von Teilschritten gelangen kann, so ergibt sich von vornherein für die Trommelwicklung die notwendige Bedingung, daß die Anzahl der Teilschritte (c) gerade sein muß.

Bei Ringwicklungen ist c beliebig.

I. Aufstellung der Bedingungen für das Entstehen einer einfachen Ankerwicklung.

Die Zahl der Elemente sei s. Damit eine einfache geschlossene Wicklung entsteht, müssen zwischen:

s .... der Zahl der Elemente,

y .... dem resultierenden Schritt (in Elementdistanzen ausgedrückt) und

c .... der Zahl der Teilschritte, aus welchen sich der resultierende Schritt zusammensetzt, gewisse Bedingungen bestehen.

Die Zahl der auszuführenden resultierenden Schritte ist durch $\frac{s}{c}$ gegeben. Das größte gemeinschaftliche Maß zwischen s und y sei t, so daß

$$s = m\,t \quad \text{und} \quad y = n\,t$$

gesetzt werden kann, wobei m und n ganze Zahlen und relativ prim sind. Das Ausgangselement wird dann nach m-maliger Wiederholung des Schrittes y sicher wieder erreicht, da

$$m \cdot y = m \cdot n \cdot t = n \cdot s$$

also ein Vielfaches von s ist. Durch $m$malige Ausführung des resultierenden Schrittes y werden $m \cdot c$ Elemente getroffen, weil jeder resultierende Schritt aus c Teilschritten besteht und mit jedem Teilschritt ein Element getroffen wird. Da für eine einfache Wicklung nach der Rückkehr zum Ausgangselement alle Stäbe getroffen werden sollen, so muß

$$m \cdot c = s \text{ sein, das heißt } c = t.$$

c, die Zahl der Teilschritte, muß für den Fall einer einfachen Wicklung das größte gemeinschaftliche Maß der Elementzahl s und des resultierenden Schrittes y sein.

Wäre $c = t$ nicht das größte gemeinschaftliche Maß, sondern hätten m und n noch den Teiler t_1, so müßten bloß $\frac{m}{t_1}$ Schritte aneinandergereiht werden, um ein Vielfaches von s zu geben, das heißt zum Ausgangselement zurückzukehren, da

$$\frac{m}{t_1} \cdot n t = \frac{n}{t_1} \cdot s \quad \text{und} \quad \frac{n}{t_1}$$

nach der Voraussetzung eine ganze Zahl ist. Bei $\frac{m}{t_1}$ resultierenden Schritten werden aber bloß $\frac{m}{t_1} \cdot c$ oder, da $c = t$ ist, $\frac{m \cdot t}{t_1}$ Elemente getroffen; das sind, da $s = m\,t$ ist, $\frac{s}{t_1}$ Elemente. Das wäre der Fall einer mehr als einfachen Wicklung.

II. Aufstellung der Bedingungen, daß jeder Stab nur einmal getroffen wird.

Betrachten wir den Fall einer einfachen Ankerwicklung, dann wäre es möglich, daß durch die einzelnen Teilschritte y_1, $y_2 \ldots y_c$ einmal bereits getroffene Elemente abermals getroffen werden. Um dies zu umgehen, sind zwischen s, y und den einzelnen Teilschritten y_1, $y_2 \ldots y_c$ gewisse Bedingungen erforderlich.

Jedes Element, das mit dem Ausgangselement gleichliegend ist, also alle ersten Elemente der Elementgruppen (in Fig. 29 das Element 1, 3, 5, 7 usw., in Fig. 30 1, 7, 13, 19 usw.), würde bei fortlaufender Zählung die allgemeine Nummer $a \cdot y$ bekommen.

Jedes Element, welches durch den Teilschritt y_1 getroffen wird, heißt allgemein $a_1 y + y_1$. Elemente, welche bei fortlaufender Zählung Nummern erhalten, die um s oder ein Vielfaches von s verschieden sind, sind tatsächlich identisch.

Soll daher kein Ausgangselement irgendeiner Elementgruppe mit einem Element, das vom ersten Teilschritt getroffen wird, zusammenfallen, so muß die Ungleichung bestehen:

(1a) $$a y \neq a_1 y + y_1 - \eta_1 s\,,$$

worin a, a_1 und η_1 beliebige, ganze Zahlen sind. Wir können diese Ungleichung auch so schreiben:

$$(a - a_1)\, y \neq y_1 - \eta_1 s \,. \tag{1}$$

$(a - a_1)$ ist natürlich eine beliebige, ganze Zahl. Diese Ungleichung ist nur dann erfüllt, wenn y und s einen Teiler haben, der in y_1 nicht enthalten ist. Dies ist die Bedingung, daß durch den ersten Teilschritt (y_1) kein dem Ausgangselement gleichliegendes getroffen wird. In analoger Weise findet man die Bedingung, daß durch den Teilschritt y_2 kein dem Ausgangselement gleichliegendes getroffen wird. Es muß dann:

$$\underbrace{a\, y}_{m_0} \neq \underbrace{a_2\, y + y_1 + y_2}_{n_0} - \eta_2 s \,. \tag{2}$$

m_0 ist die Nummer der Ausgangselemente; a beliebig, ganzzahlig. n_0 ist die Nummer der durch den zweiten Teilschritt (y_2) getroffenen Elemente; a_2 beliebig, ganzzahlig. $\eta_2 s$ ist hinzuzufügen wegen der Identität des $x$ten mit dem $(x + s)$ten, $(x + 2s)$ten Element.

Die Ungleichung (2) ist nur dann erfüllt, wenn y und s einen Teiler haben, der in der Summe der ersten beiden Teilschritte $(y_1 + y_2)$ nicht enthalten ist.

Durch genau die gleiche Überlegung findet man allgemein, daß, wenn durch den Schritt y_{c-1} kein dem Ausgangselement gleichliegendes getroffen werden soll, folgende Bedingung besteht:

y und s müssen einen Teiler haben, der in der Summe

$$(y_1 + y_2 + \cdots + y_{c-1}) = \sum_{a=1}^{a=c-1} y_a$$

nicht enthalten ist. Für den letzten Teilschritt, y_c, ist diese Bedingung nicht aufzustellen, denn durch denselben will man ja just auf ein dem Ausgangselement gleichliegendes treffen. Es ist ja auch $y_1 + y_2 + \cdots + y_{c-1} + y_c = y$, der resultierende Schritt, der selbstverständlich die für die anderen Summen verlangte Bedingung absolut nicht erfüllen könnte.

Somit lauten die Bedingungen, daß durch keinen der Teilschritte ein dem Ausgangselement gleichliegendes getroffen wird: y und s müssen einen Teiler haben, der nicht enthalten ist in

$$\left.\begin{array}{l} y_1 \\ y_1 + y_2 \\ y_1 + y_2 + y_3 \\ \quad - - - - \\ y_1 + y_2 + \cdots + y_{c-1} \end{array}\right\} (c - 1) \text{ Bedingungen.}$$

Soll durch keinen Schritt ein dem durch den ersten Teilschritt (y_1) getroffenen Element gleichliegendes (10, 12, 14, 16 in Fig. 29) getroffen werden, so muß s und y einen Teiler haben, der nicht enthalten ist in

$$\left.\begin{array}{l} y_2 \\ y_2 + y_3 \\ y_2 + y_3 + y_4 \\ \quad - - - - \\ y_2 + y_3 + y_4 + \cdots + y_{c-1} + y_c \end{array}\right\} (c - 1) \text{ Bedingungen.}$$

Für jeden der c Teilschritte ergeben sich genau ebensolche $(c - 1)$ Bedingungen, wenn der resultierende Schritt aus c Teilschritten besteht. Im ganzen sind also c $(c - 1)$ Bedingungen für die Größe der Teilschritte vorhanden.

Der gewöhnliche Fall ist $c = 2$, d. h. der resultierende Schritt besteht aus 2 Teilschritten y_1 und y_2. Es sind dann im ganzen $2(2 - 1) = 2$ Bedingungen für die Größe der Teilschritte, und zwar muß y und s einen Teiler haben, der 1. in y_1 und 2. in y_2 nicht enthalten ist. Ist s gerade (Trommel) und $y = 2$, so muß sowohl y_1 als y_2 ungerade sein.

III. Aufstellung der Bürstenbedingung.

Man denke sich nun die einzelnen Elemente gemäß ihrer momentanen Lage im Felde und ihrer Bewegungsrichtung induziert. — Siehe Fig. 31 (für Stäbe gezeichnet). — Indem durch Ausführung der Teilschritte die einzelnen Elemente verbunden werden, können zwei Fälle eintreten: 1. die Induktionen addieren sich, oder 2. die Induktionen addieren sich nicht. An allen Verbindungen, wo der Fall 2 eintreten kann, ist eine Bürste, daher auch ein Kollektorsegment erforderlich. Da im allgemeinsten Fall, wo die Teilschritte beliebige Werte haben, je zwei nacheinander

passierte Elemente in eine Lage gebracht werden können, wo ihre Induktionen sich nicht addieren, so ist an jeder Verbindung ein Kollektorsegment notwendig.

Beim Ringanker ist dies in der Regel der Fall, bei der Trommel aber, wo die Schritte auf den verschiedenen Endflächen ausgeführt werden (in Fig. 31 liegen alle Teilschritte y_1 oben, alle Teilschritte y_2 unten), würde dies zu zwei Kollektoren führen. Will man dies vermeiden, also bloß auf der einen Trommelfläche einen Kollektor haben, so müssen die Teilschritte, die auf der einen Seite ausgeführt werden (in Fig. 31 z. B. alle y_1), so geartet sein, daß sie

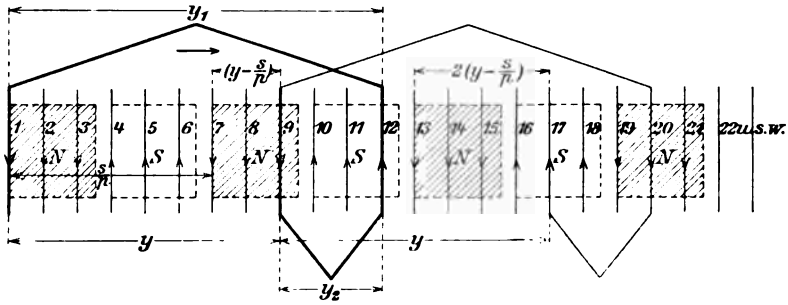


Fig. 31.

niemals sich nicht addierende Induktionen verbinden. Dies kann nur dann eintreten, wenn diese Schritte gleich $\frac{s}{2p}$ sind. Dabei ist 1. von der neutralen Zone und 2. vom obligaten Kurzschluß zweier benachbarter Kollektorsegmente abgesehen. $2p$ ist die Zahl der Pole.

ad 1. Hat die neutrale Zone, in Elementdistanzen (δ, siehe Fig. 29) gemessen, die Breite b, so ergeben alle Teilschritte y_r, die der Bedingung

$$\left(\frac{s}{2p} - b\right) < y_r < \left(\frac{s}{2p} + b\right)$$

entsprechen, keine Bürsten.

ad 2. Der Kurzschluß ist in seinem Resultat gleichbedeutend mit der neutralen Zone, die eine Verlängerung oder Verkürzung der keine Bürsten gebenden Teilschritte y_1, y_3 usw. gestattet. Während, wie aus Fig. 33a ersichtlich ist, diese Toleranz im Falle

des Vorhandenseins einer neutralen Zone dadurch gegeben ist, daß das Element α, welches früher im Vereine mit Element β eine Bürste ergeben hätte, jetzt nach Einfügung der neutralen Zone von der Breite b induktionslos ist und daher von einem Entgegenarbeiten der Induktionen, also auch von einer Bürste nicht mehr die Rede sein kann, bewirkt der Kurzschluß (Fig. 33b), daß die beiden Elemente m und n auch ohne Vorhandensein einer neutralen Zone deshalb keine Bürsten (B') auf der anderen Seite erforderlich machen, weil sie durch den Kurzschluß bei B aus dem Stromkreise ausgeschaltet sind. In Wirklichkeit kommt stets neutrale Zone und Kurzschluß vor, so daß die obige Toleranz in der Wahl der auf der einen Seite ausgeführten Teilschritte stets gewahrt ist.

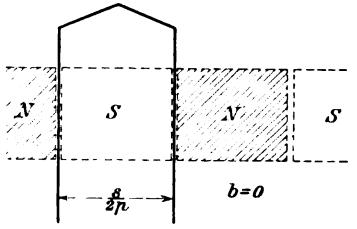


Fig. 32.

Wann wird nun eine Bürste entstehen?

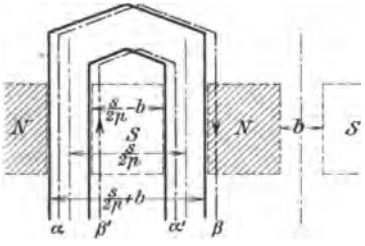


Fig. 33a.

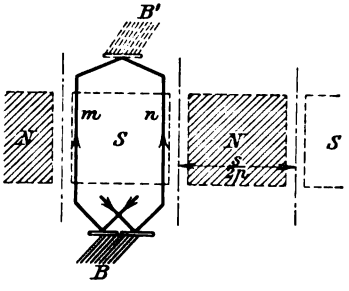


Fig. 33b.

Denken wir uns dasjenige, was wir eine Elementgruppe oder einen Schrittkomplex nennen, aufgezeichnet. (In Fig. 31 durch starke Linien markiert.) Der Abstand des zuletzt getroffenen Elementes vom ersten Element, der sog. resultierende Schritt y, ist scheinbar der Vorschub, der Fortschritt der Wicklung. Im Felde selbst rücken wir aber bloß um $\left(y - \varepsilon\frac{s}{p}\right)$ vor; dieser Ausdruck sei als effektiver Vorschub[1]), Fortschritt im Felde be-

[1]) Kann positiv oder negativ sein.

zeichnet. Das sagt nichts anderes als: Vom scheinbaren Vorschub müssen wir so viele ganze Feldbreiten (N und S Polfelder) abziehen, als überhaupt möglich.

Um $\left(y - \varepsilon \frac{s}{p}\right)$ rücken wir im Felde vor bei Ausführung eines resultierenden Schrittes. Wenn nach Ausführung von μ Schritten der effektive Vorschub eine ganze Feldbreite ausmacht, wird die Induktion wechseln, eine Bürste muß auftreten.

(A) $$\pm\left(y - \varepsilon \frac{s}{2p}\right)\mu = \underbrace{\frac{s}{2p}}_{\text{Breite eines Feldes.}}$$

Mit jedem resultierenden Schritt fassen wir c Elemente (wenn der resultierende Schritt aus c Teilschritten besteht); mit μ Schritten μc Elemente. So oft μc Elemente in s enthalten sind, so viele Bürsten sind erforderlich.

Die Zahl der Bürsten ($2a$) ist daher:

(B) $$2a = \frac{s}{\mu \cdot c}.$$

Die Gleichungen A und B zusammengefaßt geben:

$$\mu = \frac{s}{2ac}, \text{ in } A \text{ eingesetzt}$$

$$\pm\left(y - \varepsilon \frac{s}{2p}\right)\frac{s}{2ac} = \frac{s}{2p}; \qquad \pm\left(y - \varepsilon \frac{s}{p}\right)p = ac,$$

(I) $$y = \frac{1}{p}(\varepsilon s \pm ca).$$

Diese Gleichung ist etwas allgemeiner als die von Prof. Arnold angegebene, indem statt ε in der Arnoldschen Formel 1 steht. ε kann aber jede beliebige, ganze Zahl sein, für welche y ganz wird; man wird aber ε so wählen, daß man nicht unnötig viele Felder überspringt, also möglichst wenig Draht braucht; d. h. man nehme als ε jene kleinste Zahl, für die ein ganzes y aus der Gleichung resultiert (eventuell $\varepsilon = 0$).

Die Formel (I) kann auch geschrieben werden

(Ia) $$\frac{y}{c} = \frac{1}{p}\left(\frac{\varepsilon s}{c} \pm a\right).$$

In dieser Form unterscheidet sie sich von der Arnoldschen Formel: $y' = \frac{1}{p}\left(\frac{s}{c} \pm a\right)$ dadurch, daß y' in dieser nicht der resultierende Schritt, sondern der $c$te Teil desselben ist. Außerdem setzt Prof. Arnold immer $c = 2$ für Trommel resp. $c = 1$ für Ringwicklung. Bloß in einem einzigen Fall setzt Prof. Arnold $c = 4$ (Reihenschaltung für Trommelanker mit Doppelspulen). Man kann gerade diesen Fall auch auf $c = 2$ bringen; im allgemeinen unterliegt es aber keinem Anstand, c beliebig zu wählen.

Wie bereits erwähnt, entspricht gewöhnlich bei der Trommel jedem zweiten Teilschritt, beim Ring jedem Teilschritt ein Kollektorsegment. Diese Kollektorsegmente sind am Umfange eines Zylinders gleichmäßig verteilt. Es lassen sich sowohl beim Ring als auch bei der Trommel, selbst auf der Kollektorseite, Teilschritte ausführen, denen keine Segmente entsprechen, wenn diese Teilschritte Elemente verbinden, die in keiner Stellung entgegenarbeitende Induktionen erfahren. Die entfallenden Kollektorsegmente können entweder regelmäßig auftretende Lücken hinterlassen oder aber so gelegen sein, daß durch ihren Wegfall ein großer Teil des Zylinderumfanges leer bleibt.

Es läßt sich z. B. eine Ringwicklung ausführen, wo bloß jedem zweiten Teilschritt ein Kollektorsegment entspricht, dann nämlich, wenn bei jedem zweiten Teilschritte (y_2, y_4 usw.) die Bedingung erfüllt ist, die früher bei der Trommel aufgestellt wurde, um den Kollektor auf der anderen Endfläche überflüssig zu machen. In diesem Falle sind die Kollektorsegmente am Umfang des in der Figur ausgebreiteten Zylinders gleichmäßig verteilt. Es wurden die zwischenliegenden Lücken dadurch ausgefüllt, daß die übrigbleibenden Kollektorsegmente verbreitert wurden. (Siehe Fig. 35.)

Im anderen Falle, wo die übrigbleibenden (notwendigen) Kollektorsegmente nur einen bestimmten Teil des Kollektorumfanges bedecken, müssen, schon der kontinuierlichen Stromentnahme wegen, die Kollektorsegmente, die nur den $n$ten Teil des Kollektorumfanges bedecken, $n$mal in derselben Reihenfolge wiederholt werden.

Als Beispiel für den zweiten Fall (der wiederholten Kollektorsegmente) mag die vierpolige Mordey-Ringwicklung angeführt werden. Diese mehr-($2p$-)poligen Maschinen seien aus der zweipoligen folgendermaßen hergeleitet: Man rechne sich für den $p$ten Teil der Ankerelemente und zwei Pole nach den gestellten Bedingungen den Wicklungsschritt aus. Vor Ausführung der Wicklungsschritte werde jedes Element des zweipoligen Grundankers mit den homologen (gleichliegenden) Elementen der übrigen Felder verbunden.

Diese Vereinigung geschieht naturgemäß durch kollektorlose Schritte. Diese kollektorlosen Schritte liegen aber alle nebeneinander und daher muß der Kollektor der zweipoligen Maschine p mal wiederholt werden.

Folgende Beispiele von Ankerwicklungen sollen als Belege dafür dienen, daß der abgeleiteten Wicklungsformel allgemeine Gültigkeit zukommt. Manche Wicklungen ergeben sich aus derselben zwangloser als aus der Wicklungsformel von Prof. Arnold.

A. Zunächst seien Ringanker betrachtet:

a) Der Grammesche Ring. Der einfachste Fall ist $c = 1$ (bloß 1 Teilschritt, der auch gleichzeitig den resultierenden Schritt vorstellt). In die allgemeine Formel für $c = 1$ gesetzt, ergibt:

$$y = \frac{1}{p}[\varepsilon s \pm a].$$

1. Für Parallelschaltung, wo die Zahl der Bürsten gleich der Polzahl ist, $a = p$, ergibt sich

$$y = \frac{\varepsilon s}{p} \pm 1 .$$

Nach dem früher Gesagten kann für ε jede beliebige, ganze Zahl genommen werden, welche y ganzzahlig macht; für praktische Ausführung erwählt man das kleinste, mögliche ε.

$\varepsilon = 0$ $\quad y = \pm 1$ (die gewöhnliche Grammesche Wicklung für beliebige Polzahl rechts- oder linksgängig);

$\varepsilon = 1$ $\quad y = \frac{s}{p} \pm 1$;

das ist bloß für $p = 1$ (zweipolige Maschinen) die gewöhnliche Grammesche Wicklung; für mehrpolige ($y = 2$, 3 usw.) ergeben sich ganz andere Ringanker. In der Formel von Arnold, wo stets $\varepsilon = 1$ ist, steckt der mehrpolige Grammesche Ring nicht.

Deshalb fand Herr Prof. Arnold, als er in seine Formel $p = 2$, 3 usw. einführte, einen neuen Anker (Ringanker mit Parallelschaltung); mehrpolige Grammesche Wicklungen erhält Prof. Arnold nur durch den Kunstgriff $a = p = 1$.

2. Für Reihenschaltung, wo $a < p$ ist, ergeben sich Fälle (für best. s), in denen nur durch geeignete Wahl des ε ein ganzzahliger Schritt y erreicht wird.

Für $c = 1$ und $y = 2$ ergibt sich eine eigenartige Wicklung. (Siehe Arnold, Ankerwicklungen usw. Fig. 62.)

$$y = \frac{1}{p}(\varepsilon s \pm a)$$

$p = 1 \qquad \varepsilon = 0$

$2 = 0 \pm a;$

$a = 2$ (vier Bürsten).

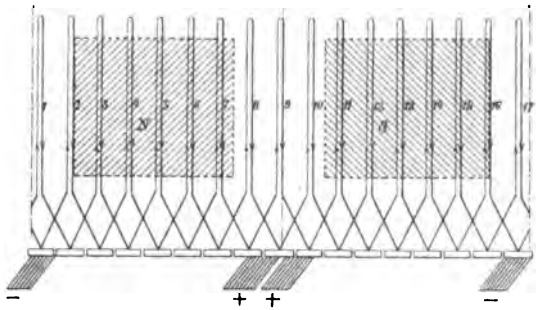


Fig. 34.

Wie aus der nebenstehenden Fig. 34 ersichtlich ist, liegen die Bürsten paarweise nebeneinander, so daß ihre sonst übliche Parallelschaltung dadurch vollzogen wird, daß man Doppelbürsten anwendet.

Bemerkt sei noch, daß für gerades s und $y = 2$ nach den früheren Betrachtungen zwei getrennte Wicklungen entstehen, die getrennt benutzt oder parallel geschaltet werden können; s ungerade ergibt eine einzige, zusammenhängende Wicklung mit vier Bürsten resp. zwei Doppelbürsten.

Für solche Ringwicklungen, wo der resultierende Schritt aus zwei Teilschritten besteht ($c = 2$), ergibt die allgemeine Wicklungsformel die Wodička-Wicklung, ohne irgendwelche Beziehung auf die Trommel. Prof. Arnold leitet die Wodička-Wicklung mit Umgehung einer seiner Hauptforderungen (für Ring $c = 1$) ab.

Mit Bezug auf nebenstehende Fig. 35 sei

$$s = 16; \quad p = 2; \quad c = 2; \quad y = 2$$

$$y = \frac{1}{p}(\varepsilon s \pm c a)$$

$$2 = \tfrac{1}{2}(\varepsilon 16 \pm 2a); \quad \varepsilon = 0 \quad a = 2 \quad \text{(vier Bürsten).}$$

$$y_1 = 5 \quad \text{und} \quad y_2 = 3$$

sind Teilschritte, welche den vorhin erwähnten Bedingungen entsprechen.

Auch die antipolare Ringwicklung kann aus der Gleichung (I) hergeleitet werden, wenn sie noch ein wenig verallgemeinert wird.

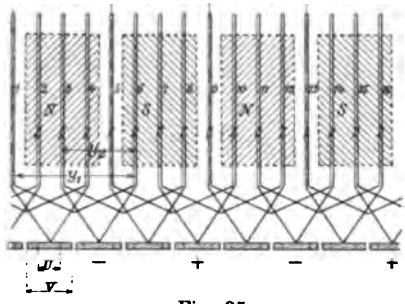


Fig. 35.

Der wesentliche Unterschied zwischen einer antipolaren Schaltung und einer äquipolaren, für welche die Gleichungen hergeleitet wurden, ist der, daß man bei der antipolaren mit jedem Teilschritte statt in das nächste gleichbezeichnete, in das nächste ungleichbezeichnete Feld kommen muß; es ist jetzt der sog. effektive Schritt

$$\left(y - \varepsilon' \frac{s}{2p}\right),$$

wobei für antipolare Wicklung ε' gleichzeitig mit c gerade oder ungerade sein muß. Die andere Ableitung bleibt dieselbe wie früher:

$$\text{(II)} \qquad \left.\begin{array}{l} \left(y - \varepsilon' \dfrac{s}{2p}\right)\mu = \dfrac{s}{2p} \\ \dfrac{s}{\mu c} = 2a \end{array}\right\} \quad y = \frac{1}{p}\left(\frac{\varepsilon'}{2} s \pm c a\right).$$

Man könnte diese Gleichung als allgemeinste Wicklungsformel auffassen; es wäre der resultierende Schritt

$$y = \frac{1}{p}\left(\varepsilon'' \frac{s}{2} \pm c a\right).$$

Für äquipolare Schaltung ist ε'' gerade $\dfrac{\varepsilon''}{2} = \varepsilon$

[siehe Gleichung (I)].

Für antipolare Schaltung ist $\varepsilon'' = \varepsilon'$ ungerade, wenn c ungerade, und gerade, wenn c gerade ist [siehe Gleichung (II)].

Man kann die Ringwicklung statt wie bisher aus eigenartigen Elementen, aus Trommelelementen zusammengesetzt denken, und sonach z. B. anfänglich überhaupt bloß von Stabelementen sprechen und für diese die Wicklungsregel ableiten. Zu diesem Zwecke wickle man eine z. B. 2polige Trommel derart, daß jedes Element durch einen Teilschritt ohne Kollektorsegment mit dem diametral gegenüberliegenden verbunden ist. Man denke sich nun jeden diametral gegenüberliegenden Stab von der äußeren Peripherie in den inneren Umfang gezogen; seine Induktionsrichtung bleibt; wenn auch beim Ring an der inneren Seite in Wirklichkeit keine Induktion stattfindet, so ist diese übertragene Richtung im Sinne der Induktion des zugehörigen, äußeren Stabes.

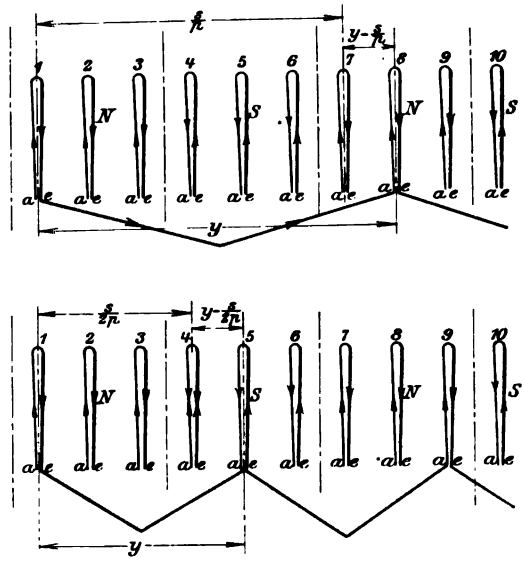


Fig. 36 u. 37.

Aus Gleichung (I) für Trommel (s gerade, c gerade)

$$y = \frac{1}{p}(\varepsilon s \pm c a)$$

findet man, da jetzt sowohl die Zahl der Elemente $S = \frac{s}{2}$ ist, als auch das jetzige $Y = \frac{y}{2}$

$$2Y = \frac{1}{p}(\varepsilon 2S \pm c a); \qquad Y = \frac{1}{p}\left(\varepsilon S \pm \frac{c}{2} a\right),$$

da c gerade ist, ist $C = \frac{c}{2}$ ganzzahlig, beliebig.

$$Y = \frac{1}{p}(\varepsilon S \pm C a),$$

wo C beliebig ist und S die Zahl der Spulenelemente, Y den resultierenden Schritt, in Spulenelementdistanzen gemessen, vorstellt. Für solche ε, die um $^1/_2$ von einer ganzen Zahl abstehen, erhält man antipolare Schaltung.

B. Trommelanker.

Für Trommelanker ist c gerade, folglich auch y und s; c ist gewöhnlich 2, kann aber auch 4 usw. sein.

Im einfachsten Fall, $c = 2$, können 2 Fälle eintreten:

$y = y_1 + y_2$; 1. y_1 und y_2 sind gleich bezeichnet (Wellenwicklung);
2. y_1 und y_2 sind entgegengesetzt bezeichnet (Schleifenwicklung).

In beiden Fällen gilt, daß y und s einen Teiler haben müssen, der in y_1 und y_2 nicht enthalten ist; da jetzt y und s nur den Teiler 2 haben, so muß y_1 und y_2 ungerade sein.

Für $a = p$ (Parallelschaltung) wird aus Drahtökonomie für Schleifenwicklung $\varepsilon = 0$ zu setzen sein, woraus sich der resultierende Schritt $y = \pm 2$ ergibt.

Prof. Arnold wendet überhaupt nur diesen Schritt $y = \pm 2$ an. Es gibt jedoch auch Fälle, wo $y = 4$ ist. Ein solcher ist äquivalent der Ringwicklung mit $y = 2$; auch hier erhält man z. B. für eine 2polige Maschine 4 Bürsten, wovon jedoch je zwei nebeneinander zu liegen kommen und daher durch eine Doppelbürste ersetzt werden können.

Z. B. (siehe Fig. 38), $s = 18$; $2p = 2$ $y = 4$

$$4 = \tfrac{1}{1}(\varepsilon 18 \pm 2a)^{c-2}.$$

Für $\varepsilon = 0$ $4 = \pm 2a$; $a = 2$ (4 Bürsten).

Der geringen Stabzahl wegen wurde die neutrale Zone verhältnismäßig klein bemessen.

Die Wicklungsformel findet ohne weiteres Anwendung in solchen Fällen, wo der Anker in mehreren Lagen bewickelt ist. Man kann z. B. einen Anker mit 2 Lagen so bewickeln, daß die Elemente der zweiten Lage regelmäßig zwischen Elementen der ersten Lage verteilt erscheinen, und in diesem Sinne sind die

Elemente zu numerieren. Die Formel ergibt den unmittelbar richtigen Schritt.

Z. B. $s = 16 \qquad p = 1$

$y = \frac{1}{1}(\varepsilon s \pm 2)$ Wellenwicklung z. B. $\varepsilon = 1$

$y = 18; \qquad 14$

$y_1 + y_2 = 18 \qquad y_1 = 9; \quad y_2 = 9$

$y_1 + y_2 = 14 \qquad y_1 = 7; \quad y_2 = 7;$

dem Konstrukteur ist es jedoch gestattet, übereinanderliegende Elemente zu vertauschen.

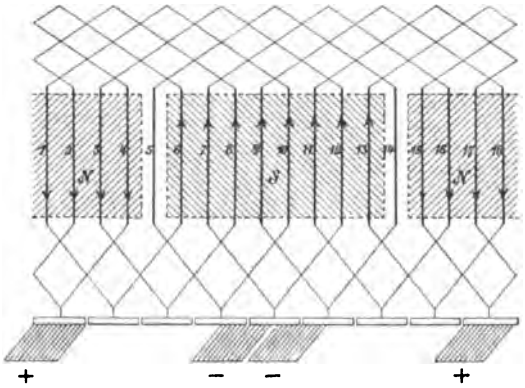


Fig. 38.

C. Scheibenanker, die sowohl aus Spulen als auch aus Stabelementen zusammengesetzt werden können, bieten keine Gelegenheit zur Besprechung, sie fügen sich der allgemeinen Wicklungsgleichung. Man hat bloß aus dem ebenen Schema, statt wie früher durch Aufrollen auf einen Zylinder, jetzt durch Zusammendrehen zu einem ebenen Kreisring die wirkliche Wicklung herzustellen.

Über die Transformatoreigenschaften der Gleichstromarmatur.[1])

In den vielen Fällen, wo wir den Spannungsverlauf in einer Gleichstromarmatur durch einen Kreis darstellen, kommt es uns zum klaren Bewusstsein, daß die maximale EMK. einer solchen Gleichstromwicklung eindeutig festliegt und alle von dieser

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1901, Heft 28. Vortrag, gehalten auf der Jahresversammlung des Verbandes Deutscher Elektrotechniker, Dresden 1901.

Wicklung erhaltenen Gleich-, Wellen- oder Wechselspannungen in einem bestimmten Verhältnis zu diesem Maximum, dem Kreisdurchmesser, stehen.

Indem ich auf die ursprünglichen Vorstellungen, welche die Kreisdarstellung des Potentiales der Gleichstromarmatur hervorgerufen haben, zurückgreifen und dieselbe zu erweitern trachten werde, will ich gleichzeitig einige Schaltungen, die meines Wissens noch nicht bekannt sind, ableiten.

Dreht sich ein Drahtviereck, dessen Projektion $m\,n$ ist (Fig. 39), um die Achse x in einem Felde, das parallel zur Normalebene auf x ist und überall gleiche Intensität besitzt, so stellt die Projektion dieses Wicklungselementes ($m\,n$) auf die Feldrichtung — bei gleichbleibender Winkelgeschwindigkeit — die in jedem Moment induzierte EMK. vor. Wir können auch das Wicklungselement $m\,n$ in zwei Teile, die induzierten Drähte m und n zerlegen; die gesamte, in jedem Moment induzierte EMK. setzt sich aus den Projektionen von $m\,x$ und $n\,x$ auf die Feldrichtung zusammen.

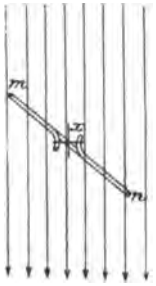


Fig. 39.

Legen wir umgekehrt an eine Wicklung eine EMK. bestimmten Verlaufes an, so wird jedem Momentanwert der EMK. eine bestimmte, relative Bewegung der Wicklung gegen das von ihr nun erzeugte Feld entsprechen. Der Rotationssinn ist jedoch noch nicht festgelegt. Bis zum Auftreten einer Bedingung wird eine Hälfte des Feldes in dem einen, die andere Hälfte in dem anderen Sinne rotierend gedacht werden müssen. Eine solche Bedingung tritt auf, wenn in dem Raume, in welchem sich das Feld der Wicklung ausbilden soll, z. B. ein geschlossener Kupfermantel in irgendeinem Sinne rotiert. Mit zunehmender Geschwindigkeit dieses Kupfermantels wird das gleichsinnig rotierende Feld verstärkt, das gegensinnig rotierende geschwächt[1]).

Wenn wir zu den induzierten Stäben m und n (Fig. 39) noch eine Reihe anderer, ebenfalls um x als Achse rotierender Leiter hinzu-

[1]) Siehe Elektrotechn. Zeitschr. 1900, Heft 24, S. 484: Über die Zerlegung oszillierender Felder in Drehfelder; siehe S. 100 dieser Sammlung.

nehmen, so finden wir die Summen-EMK. all dieser, indem wir die einzelnen EMKe. von m—n, o—p, r—s usw. zusammensetzen (Fig. 40). Eine Gleichstromarmatur ist in allen Fällen eine gleichmäßig am Kreisumfang angeordnete Leiterreihe, und wenn wir (siehe Fig. 40) diese EMKe. addieren, so erhalten wir einen Kreis. Jedem Punkt der Wicklung entspricht ein Punkt des Potentialkreises, wie wir den Kreis der momentanen Werte der EMKe. füglich nennen können. Im übertragenen Sinne können wir den Wicklungskreis als Potentialkreis betrachten. Wir haben dann nicht mehr auf die Feldrichtung, sondern auf die Normale zu derselben (Richtung der Neutralen) zu projizieren, um die Momentanwerte zu erhalten.

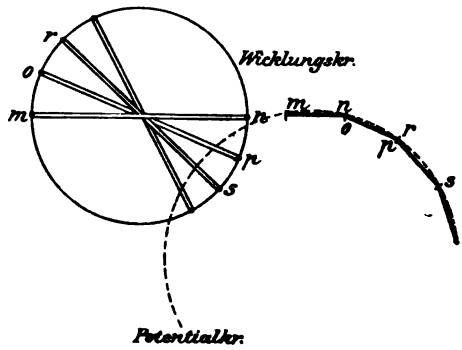


Fig. 40.

Dreht sich die Armatur mit der Winkelgeschwindigkeit v, und betrachten wir 2 Punkte der Wicklung selbst (m und r), so entsteht zwischen diesen ein Wechselpotential mit dem Maximalwert $m\,r$.

Lassen wir die Stromabnehmerpunkte mit der Geschwindigkeit $\pm\alpha$ längs der Wicklung wandern, so tritt zwischen den Abnahmepunkten ein Wechselpotential auf, das $2\,(v \pm \alpha)$-mal während v Umdrehungen durch Null geht.

Für $\alpha = -v$ tritt zwischen den Abnahmepunkten ein konstantes Potential auf.

Die Relativgeschwindigkeit zwischen Abnahmepunkt und Feld bestimmt die Periodizität, die Lage der Abnahmepunkte relativ zum Felde (bzw. im übertragenen Diagramm zur Neutralen) die Phase und für $\alpha = -v$ auch die Größe der EMK.

Für Schleifringe (Punkte in der Wicklung) ist $\alpha = 0$, die Periodizität ist gemessen durch v.

Für Punkte, die gegen die Wicklung mit der Winkelgeschwindigkeit $\pm\alpha$ wandern, ist die Periodizität $v \pm \alpha$. Ein Beispiel hier-

für ist die Wickelung, wo der Kommutatorschritt gleich ist dem doppelten Wicklungsschritt. Für diese ist

$$\alpha = -\frac{v}{2},$$

daher ergeben zwei in der Neutralen auf solch einem Kommutator aufgesetzte Bürsten eine Wechselspannung mit der Periodizität

$$v - \frac{v}{2} = \frac{v}{2}.$$

Für die normale Gleichstromarmatur ist $\alpha = -v$. Zwischen irgendeinem Schleifring ($\alpha = 0$) und einer Bürste ($\alpha = -v$) erhalten wir eine Wellenspannung (Sengelsche Methode zur Entnahme einer geringeren Erregerspannung als es die Bürstenspannung ist).

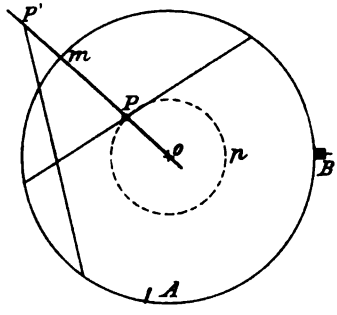


Fig. 41.

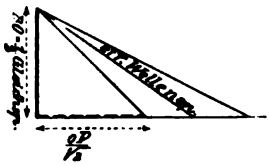


Fig. 42.

Auch für Punkte mit verschiedener Relativgeschwindigkeit (α) gegen die Armaturwicklung zeigt uns die Projektion der jeweiligen Sehne auf die Feldwicklung (bzw. die Richtung der Neutralen) den Momentanwert der Spannung.

Solange wir Punkte in der Gleichstromwicklung betrachten, ist der Maximalwert der Spannung festgelegt. Es sind zwar Methoden bekannt, um eine Spannungsteilung vorzunehmen (Spannungsteiler von Dolivo-Dobrowolsky, Lamme, Kandó), man kann jedoch leicht zeigen, daß diese Spannungsteilung nur einen ganz speziellen Fall vorstellt.

Wir wollen im folgenden von dem Diagramm ausgehen, wo sich der Wicklungspunkt und sein Potential deckt (Fig. 41).

So wie jeder Punkt der Gleichstromwicklung selbst sein Potential vorstellt, so stellt jeder Punkt P in- und außerhalb des

Wicklungskreises sein Potential dar. Wir haben zu diesem Bilde, um es ins Praktische zu übersetzen, nur irgendeine Drosselspule, die P mit der Wicklung verbindet, hinzuzufügen.

Bei der Rotation der Wicklung stellt dann der Kreis p das Po-

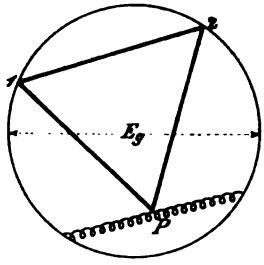


Fig. 43.

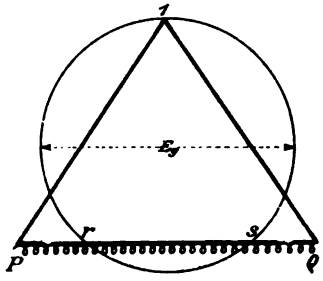


Fig. 44.

tential des Punktes P vor. Zwischen P und irgendeinem Punkte der Wicklung (A) entsteht ein Wechselpotential mit dem Maximalwert PA, zwischen P und einer feststehenden Bürste (B) ein Wellenpotential mit dem Maximalwert PB, wenn B in der Neutralen liegt.

Bewegt sich P im Radius $o\,m$, so erhalten wir alle möglichen Wellenspannungen, deren Effektivwerte nach Diagramm Fig. 42 gefunden werden können, durch rechtwinklige Zusammensetzung der Gleichspannung OB und der effektiven Wechselspannung OP. Die Induktionsspule, die zur Herstellung des Potentiales P dient, kann allen möglichen Sehnen entsprechen; die zweckmäßigste ist die kürzeste Sehne.

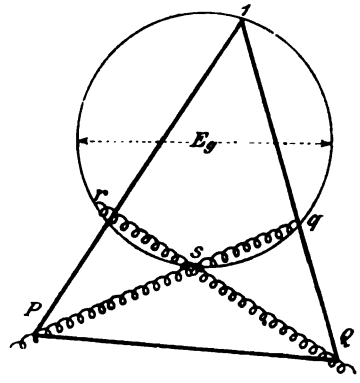


Fig. 45.

Aus diesen Gesichtspunkten ergibt sich die Möglichkeit, aus einer Gleichstromarmatur Wechselspannungen beliebiger Größe zu entnehmen. Jedem ein- und umschriebenen Dreieck entspricht z. B. ein Drehstromsystem. Fig. 43 zeigt den Fall, wo einer Gleich-

stromarmatur mit der Gleichstromspannung E_g ein Drehstrom mit den Seitenspannungen P 1, 1 2 und 2 P entnommen wird. Fig. 44 zeigt einen Fall, auf den mich zuerst mein Kollege Ing. L. Kallir aufmerksam machte. Hier ist die Gleichspannung kleiner als die Wechselspannung, aber diese dennoch begrenzt. Fig. 45 zeigt einen Fall, wo die entnommene Seitenspannung beliebig groß sein kann. In den beiden letzten Fällen sind die Induktionsspulen nicht spannungsteilend, sondern autotransformierend.

Über Gleichstromwicklungen, insbesondere Reihenparallelwicklungen.[1])

Am Verbandstag deutscher Elektrotechniker 1901 habe ich die graphische Darstellung des Wicklungspotentiales zur Ableitung der allgemeinen Transformatoreigenschaften der Gleichstromwicklung herangezogen[2]) und in primitiver Weise gezeigt, wie man die Entnahme, bzw. Umformung von Gleichstrom, Wellenstrom und Wechselstrom beliebiger Periodenzahl am einfachsten überblicken kann. Die einzige praktische Folgerung, auf die ich damals hinwies, war eine Verallgemeinerung des Spannungsteilerprinzips, die es gestattet, aus einer Gleichstromarmatur Wechselströme beliebiger Größe zu entnehmen.

In teilweiser Ergänzung der seinerzeitigen Auseinandersetzungen möchte ich im folgenden einige praktische Anwendungen der graphischen Darstellung des Wicklungspotentiales der Gleichstromarmatur anführen:

1. An der zitierten Stelle wurde das Potential der Gleichstromwicklung als Kreis dargestellt. Ein solcher Kreis gilt bei Schleifenwicklung für den in einem Nord-Südfeld liegenden Wicklungsteil; er gilt für einfache Reihenwicklung für die ganze Wicklung, wobei die aufeinander folgenden Sehnen Leitern in aufeinanderfolgenden

---

[1]) Siehe Zeitschr. für Elektrotechnik, Wien 1902, Heft 17.

[2]) Siehe Elektrotechn. Zeitschr. 1901, Heft 28; siehe S. 63 dieser Sammlung.

Feldern ungleicher Polarität entsprechen. Für Reihenparallelwicklungen genügt das einfache Kreisbild nicht ganz.

Ist Fig. 46 das Potentialbild für eine einfache Reihenwicklung, und zwar für ein sechspoliges System, dann entsprechen alle mit 1, 1′ usw. bezeichneten Sehnen Potentialen von Wicklungselementen im ersten Polfeld; 2, 2′ usw. solchen im zweiten Polfeld; 3, 3′ usw. solchen im dritten Polfeld. Die Potentiale 1 1′ 1″ usw. entsprechen unmittelbar aufeinanderfolgenden Wicklungselementen.

Nach der allgemeinen Wicklungsformel:

$$p\,y = \varepsilon\,s \pm c\,a^{1}),$$

worin bedeutet: p die Polpaarzahl, y den resultierenden Schritt $(y_1 + y_2)$, ε eine ganze Zahl, s die Zahl der Stäbe, c die Zahl der Teilschritte eines resultierenden Schrittes (in der Regel 2) und a die halbe Zahl der parallelen Kreise, ist der totale Fortschritt, nachdem der Umfang einmal umschritten ist (p Schritte):

$$p \cdot y - \varepsilon\,s,$$

was gleichkommt $c\,a$. Für eine einfache Reihenwicklung ($a = 1$) entspricht jede Sehne c Elementen, oder der Abstand zwischen den Endpunkten der Sehne entspricht dem Potentialzuwachs von c Elementen. Für den allgemeinen Fall der mehrfachen Reihenwicklung [$a > 1$] ist 1′ von 1 durch $c\,a$ Wicklungselemente getrennt, und wenn wir, von 1 weiterschreitend, den Umfang so lange umkreisen, bis wir wieder zu einer neutralen Zone kommen, so werden von je $c\,a$ Elementen nur c getroffen sein. Der Potentialkreis setzt sich dann fort und seine weiteren Sehnenendpunkte fallen zwischen die Endpunkte der Sehnen des ersten Kreises; für $2\,a$ parallele Kreise gibt es a konzentrische Sehnenpolygone, wie die Fig. 47 andeutet.

An Stelle der Sehnenpolygone kann wieder der Kreislinienzug treten, wie dies Fig. 48 zeigt.

Mehrfache Reihenwicklungen mit unabhängigen Stromkreisen sind durch nicht zusammenhängende Kreislinien, wie Fig. 49 es zeigt, dargestellt.

---

[1]) Siehe Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1898, Heft 2; siehe S. 47 dieser Sammlung.

2. Sowie eine einfache Reihenwicklung durch die Bürsten zweifach parallel geschaltet wird, so wird die $a$fache Reihenwicklung durch die Bürsten in $2a$ parallele Kreise geschaltet. Die Parallelschaltung erfolgt dabei in jedem Moment an anderen Punkten.

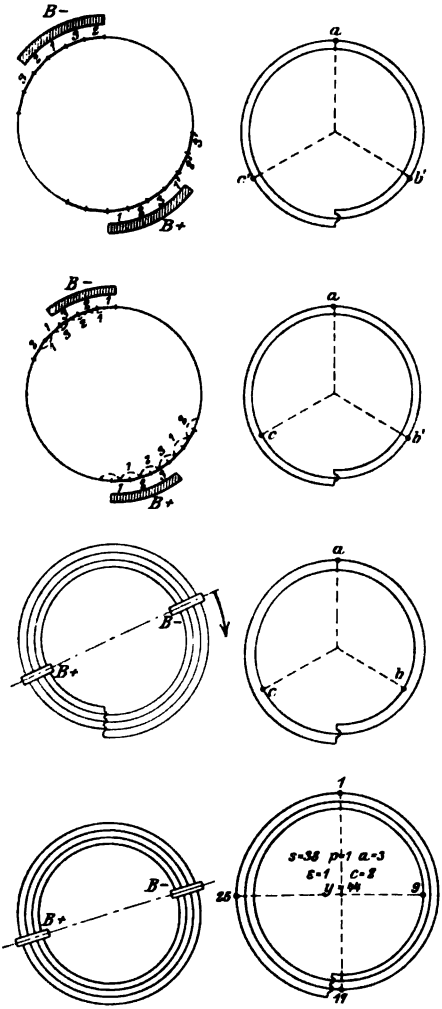


Fig. 46—49. Fig. 50—53.

Denken wir uns ein Bürstensystem an die einfache Reihenwicklung, Fig. 46, gelegt. Die Bürsten sollen maximal drei benachbarte Lamellen kurzschließen. Sei es, daß wir nur je eine, sei es, daß wir je p positive und negative Bürsten anlegen, es sind alle $+$-Bürsten gleichzeitig durch die schraffierte Fläche, die mit B_+ bezeichnet ist, dargestellt. Man sieht ganz klar, wie der resultierende Schritt 1, 1′ die Parallelschaltung der Bürste gleichen Zeichens im zweiten Polfeld ermöglicht usw. Durch die Projektion des Bogens, der durch die schraffierte Fläche B_+ gedeckt ist, auf die Achse der maximalen Induktion ($x\,x$) ist die totale EMK. des Kurzschlusses gegeben.

Ganz in der gleichen Weise stellt auch die schraffierte Fläche in Fig. 47 die Bürsten gleichen Zeichens in sämtlichen Polfeldern zugleich vor. Jede Bürste besorgt die Parallelschaltung der parallelen Kreise der Reihenwicklung (in diesem Falle 2). Die absolute

Wanderung des Potentiales pro Sehne ist, wenn wir die Sehne als Darstellung des Potentialzuwachses für c Teilschritte betrachten:

$$\frac{c \cdot a}{p}$$

Der Momentanwert dieser Größe ist die Projektion auf die jeweilige Achse der Bürsten. Für die Bürste im nächsten Polfeld ist das Potentialbild gewissermaßen um $\frac{c\,a}{p}$ verschoben. Entspricht je c Teilschritten ein Kollektorsegment, dann ist, wenn $\frac{a}{p} = 2, 3, 4$ usw. wird und die Bürste maximal 2, 3, 4 Lamellen bedeckt, eine immerwährende Parallelschaltung der sämtlichen Wicklungsteile nicht gegeben.

Für $\frac{a}{p} < x$, wenn x die Zahl der maximal bedeckten Lamellen ist, findet eine immerwährende Parallelschaltung statt.

3. Aus den Betrachtungen sub 2. geht hervor, daß sowohl die Parallelschaltung der beiden Hälften einer Reihenwicklung als die Parallelschaltung der verschiedenen Reihen einer Reihenparallelwicklung nur auf Kosten eines Kurzschlusses erfolgt. Der Sehnenlänge bzw. -teilung entsprechend werden auch die parallel geschalteten Kreise nicht genau gleiche EMKe. besitzen, und dies ist die zweite Ursache eines Kurzschlußstromes über die Bürsten.

Entspricht jede Lamelle c Teilschritten, dann umfaßt eine Bürste, die maximal x Lamellen kurzschließt, $x\,c$ Wicklungselemente. Sind σ unabhängige Sektionen (Wicklungselemente) pro Nut, so umfaßt der Kurzschluß für

$$x \leqq \frac{\sigma}{c} + 1 \quad 0\text{—}1 \text{ Zahn, bzw. } 1\text{—}2 \text{ Nuten},$$

$$x \leqq \frac{\sigma}{c} + 2 \quad 1\text{—}2 \text{ Zähne, „ } 2\text{—}3 \text{ Nuten},$$

$$x \leqq \frac{2\sigma}{c} + 1 \quad 1\text{—}2 \text{ Zähne, „ } 2\text{—}3 \text{ Nuten usw.}$$

Der diesem Umfangsteil entsprechende Potentialzuwachs ist die in dem Kurzschlußbereich auftretende EMK. Wenn x variiert, d. h. beispielsweise einmal 3, das andere Mal 4 Lamellen bedeckt, dann variiert dementsprechend auch die Kurzschluß-EMK.

In den meisten Fällen, wo Reihenparallelwicklungen starkes Funken an den Bürsten zeigen, kann man nachweisen, daß die unter der Bürste auftretende Kurzschluß-EMK. ein Vielfaches der EMK. der Selbstinduktion ist und die infolgedessen auftretenden Kurzschlußströme die eigentliche Ursache der Funken waren. Die Zahl der Nuten von der neutralen Zone bis zur Polspitze sind durch den Ausdruck

$$\frac{(1-\alpha)\cdot n}{4p}$$

gegeben, wenn n die totale Nutenzahl und α das Verhältnis Polbogen: Polteilung ist.

Das Verhältnis $\frac{xc}{\sigma} : \frac{(1-\alpha)n}{4p}$ einerseits und die Spannung pro Segment andererseits bilden die Kriterien für die Größe der auftretenden Kurzschluß-EMKe. Je größer diese beiden charakteristischen Zahlen, desto größer die Gefahr des Funkens. Bei einer gegebenen Wicklung kann die Funkengefahr durch Verringerung der gleichzeitig bedeckten Lamellen und durch Vergrößerung von $(1-\alpha)$, d. h. Verringerung der Polbedeckung eingedämmt werden. Beides sind empirisch längst gefundene Mittel.

Wenn

$$x \leqq \frac{n\sigma}{c} + 1 \quad \text{oder}$$

$$x \leqq (n-1)\sigma + 2,$$

dann umfaßt der Kurzschluß $(n-1)$ bis (n) Zähne oder n bis $(n+1)$ Nuten, d. h. es sind abwechslungsweise $(n-1)$ Zähne mit ihrem Kraftfluß, die die Größe der Kurzschluß-EMK. bestimmen und dann wieder n Zähne. In der Praxis ist meist $n-1=1$, höchstens 2 und n demnach 2, höchstens 3. An jenen Stellen, wo $n-1$ Zähne den Kurzschlußbereich bilden, kann der Wert der Kurzschluß-EMK. noch zulässig sein, an den anderen Stellen, wo n Zähne den Kurzschlußbereich bilden, nicht mehr. Solche Maschinen zeigen am Kollektor die Erscheinung, daß beispielsweise jede dritte Lamelle ausgebrannt ist, während die anderen gutes Aussehen bewahren.

4. Einige Beispiele mögen das sub 3. Gesagte erläutern.

a) $p = 6$, $n = 209$, $\alpha = 0{,}8$, $c = 2$, $\sigma = 4$, $x = 4$, ferner mittlere Spannung pro Segment: ca. 16 Volt im Mittel.

Bei dieser Maschine wird:

$$\frac{x\,c}{\sigma} = \frac{4 \cdot 2}{4} = 2 \quad \text{und}$$

$$\frac{(1-\alpha)\cdot n}{4\,p} = \frac{0{,}2 \cdot 209}{24} = 1{,}74\,.$$

Bei dieser Maschine würde die Bürste, wenn sie mit einer Kante in der neutralen Zone steht, mit der anderen unter die Polspitze greifen; ein funkenloser Gang wäre nicht zu erzielen.

b) $p = 14$, $n = 627$, $\alpha = 0{,}75$, $c = 2$, $\sigma = 2$, $x = 4$, Spannung pro Segment: ca. 20 Volt im Mittel.

$$\frac{x\,c}{\sigma} = \frac{4 \cdot 2}{2} = 2$$

$$\frac{(1-\alpha)\cdot n}{4\,p} = \frac{0{,}25 \cdot 627}{56} = 2{,}8\,.$$

Bei dieser Maschine greift die mit einer Kante in der neutralen Zone gedachte Bürste weit in das Polfeld. Diese Maschine würde stark feuern, und zwar auch dann noch, wenn das Mittel der Bürste in der neutralen Zone läge. Auch dann würde die eine Kante sehr nahe der Polspitze kommen. Ein wirksames Mittel, um in diesem Falle die Funken zu unterdrücken, wäre eine bedeutende Verringerung von α, d. i. der Polbreite im Verhältnis zur Polteilung.

c) $p = 4$, $n = 134$, $\alpha = 0{,}71$, $c = 2$, $\sigma = 6$, $x = 4$, Spannung pro Segment: 10 Volt im Mittel.

$$\frac{x\,c}{\sigma} = \frac{4 \cdot 2}{6} = \frac{4}{3} = 1{,}33$$

$$\frac{(1-\alpha)\,n}{4\,p} = \frac{(1-0{,}71)\cdot 134}{16} = 2{,}2\,.$$

Diese Maschine feuert nicht; tatsächlich verträgt sie auch eine dem Verhältnis 1,33 : 2,2 entsprechende Verstellung der Bürsten

aus der neutralen Zone, bevor die auftretenden Kurzschlußströme ein Funken bewirken.

5. Aus dem in Fig. 46—49 gegebenen Schema für die Reihenparallelwicklungen läßt sich das Problem der Teilung solcher Armaturwicklungen sehr einfach überblicken. Nehmen wir Fig. 50 bis 52 zu Hilfe, so sehen wir, daß die Teilpunkte in Fig. 50, das sind $a\,b'\,c'$, oder in Fig. 51, das sind $a\,b'\,c$, die Wicklung in drei ungleiche Teile teilen. Eine Drehstromentnahme aus den genannten drei Punkten müßte in den einzelnen Phasen ungleiche Ohmsche und induktive Abfälle ergeben, solange wenigstens nicht durch die Bürsten die parallelen Kreise auch elektrisch parallelgelegt sind.

Die symmetrische Aufteilung zeigt Fig. 52. Wenn a ein Vielfaches der Phasenzahl ist, ist eine Teilung in elektrisch gleichwertige Teile nicht möglich.

6. In irgendeiner durch die Gleichung $p\,y = \varepsilon\,s \pm c\,a$ dargestellten Wicklung ist die totale Zahl der resultierenden Schritte $= \frac{s}{c}$. Wollen wir die Wicklung in m Teile zerlegen, so entfallen auf jeden Teil

$$\frac{s}{c\,m} \text{ resultierende Schritte.}$$

Ist $\frac{s}{c\,m}$ keine ganze Zahl, so nehme man die nächstniedrigere, ganze Zahl; sie heiße μ.

Der Abstand vom Anfangselement ist dann für den ersten Teilpunkt:

$$T_1 = \mu_1\,y - \varepsilon_1\,s\,,$$

wobei ε_1 so gewählt wird, daß T_1 eine Zahl $< s$ wird. Für den zweiten Teilpunkt entfallen $\frac{2\,s}{c\,m}$ resultierende Schritte; dem entspricht μ_2, und es ist dann

$$T_2 = \mu_2\,y - \varepsilon_2\,s\,;$$

für den ϱ^{ten} Teilpunkt ist $\frac{\varrho \cdot s}{c \cdot m}$ entsprechend μ_ϱ und

$$T_\varrho = \mu_\varrho\,y - \varepsilon_\varrho \cdot s\,.$$

Wieder seien einige Beispiele angefügt:

$p = 1,\ a = 3,\ s = 38,\ m = 4$ (4 Teile) $c = 2.$

$$\frac{1 \cdot s}{c \cdot m} = \frac{38}{2 \cdot 4};\ \mu_1 = 4$$

$$\frac{2 \cdot s}{c\,m} = \frac{76}{8};\ \mu_2 = 9$$

$$\frac{3\,s}{c \cdot m} = \frac{114}{8};\ \mu_3 = 14.$$

Demnach liegt der erste Teilpunkt vom Anfangspunkte im Abstande

$$T_1 = 4 \cdot 44 - 4 \cdot 38 = 24,$$

weiter ist

$$T_2 = 9 \cdot 44 - 10 \cdot 38 = 16 \text{ und}$$

$$T_3 = 14 \cdot 44 - 16 \cdot 38 = 8.$$

Die Teilpunkte sind daher: (1), (25), (17) und (9).

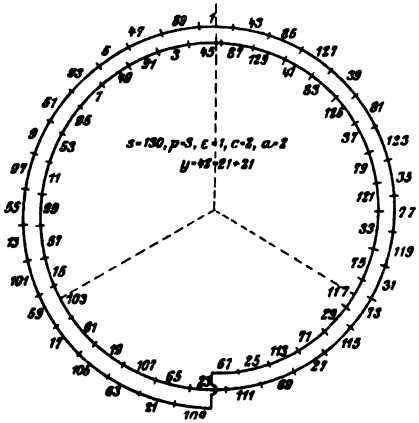


Fig. 54.

Ein Blick auf die Fig. 53 zeigt, daß die vier Punkte tatsächlich das Potential teilen und die zwischen ihnen liegenden Wicklungsteile gleich sind.[1])

2. Beispiel: Für die Wicklung $p = 3,\ s = 130,\ \varepsilon = 1,\ c = 2,$ $a = 2$, für welche $y = 42$ ist, seien drei relativ gleichliegende Punkte zu finden (m = 3).

$$\frac{1 \cdot s}{c \cdot m} = \frac{1 \cdot 130}{2 \cdot 3};\ \mu_1 = 21$$

$$\frac{2 \cdot s}{c \cdot m} = \frac{2 \cdot 130}{2 \cdot 3};\ \mu_2 = 43$$

$$T_1 = 21 \,.\, 42 - 130 \,.\, 6 = 102$$

$$T_2 = 43 \,.\, 42 - 130 \,.\, 13 = 116.$$

Die Dreiteilungspunkte würden demnach sein:

1, 103, 117. Siehe Fig. 54.

[1]) Als spezieller Fall dieser Formeln ergibt sich die Zweiteilung ($\varrho = 1$). Das Verfahren, das im obigen verallgemeinert angegeben ist, benütze ich schon seit längerer Zeit zur Bestimmung des Wicklungsmittelpunktes; in anderer Weise hat vor kurzem Wetler diese Frage in der Elektrotechn. Zeitschr. gelöst.

Theorie der Äquipotentialverbindungen der Anker von Gleichstrommaschinen.[1])

Herr Prof. E. Arnold hat in dem obzitierten Aufsatz ein sogenanntes reduziertes Schema für Gleichstromwicklungen angegeben, das vorzüglich dazu bestimmt ist, leichteren Einblick in die Funktion der einfachen und mehrfachen Reihenwicklungen zu gewähren. Ein — wie mir scheint — noch sinnlicheres Mittel ist die graphische Darstellung des Wicklungspotentiales, aus welcher ich in einem Vortrage gelegentlich des letzten Verbandstages die Entnahme von Wechsel- und Wellenstrom beliebiger Periodenzahl und Spannung zwanglos erklären konnte.

Aus einem Grammering leitet sich das Potentialbild am einfachsten ab. Von einer Bürste (neutralen Zone) zur anderen fortschreitend, reihen sich — ein homogenes Feld und gleichförmige Ankergeschwindigkeit vorausgesetzt — die Potentialzuwachse wie die Sehnen eines Kreises aneinander. Bei irgend einer Gleichstromarmatur wandern wir mit jedem resultierenden Schritt y um $y = \frac{\varepsilon S}{p}$ im Potentialkreis weiter, wenn S die totale Stabzahl (Elementzahl) und p die Polpaarzahl bedeutet. ε ist für Ring und Schleifenwicklung $= 0$, für gewöhnliche, einfache und mehrfache Wellenwicklungen $= 1$. Die Endpunkte der aufeinanderfolgenden Sehnen, die jede das Potential eines resultierenden Schrittes bedeuten, gehören zum 1ten, $(1 + y)^{ten}$, $(1 + 2y)^{ten}$ Element.

Für Gramme-Ringwicklungen (Fig. 55) ist $\varepsilon = 0$ und $y = 1$, die aufeinander folgenden Sehnen gehören zum 1., 2., 3. usw. Element.

Für gewöhnliche Schleifenwicklungen ist $\varepsilon = 0$, $y = \pm 2$. Zeichnen wir die Sehnen, die das Potential der resultierenden Schritte $(y = y_1 - y_2)$ vorstellen, so sind die Endpunkte dieser Sehnen zugehörig zum 1., 3., 5. usw. Element.

Jede solche Sehne stellt dann das resultierende Potential der Schleife dar und steht demnach eigentlich für 2 geometrisch an-

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1902, Heft 16, S. 355.

einander gereihte Potentiale wie Fig. 56 dies zeigt. Heißen die Teilschritte y_1 und y_2 $(y = y_1 - y_2)$, so gehört das erste Sehnenstück zum $(1 + y_1)^{\text{ten}}$ Element, das zweite zum $[1 + (y_1 - y_2)]^{\text{ten}} = (1 + y)^{\text{ten}}$ Element. Hat man bei irgend einer Schleifenwicklung die Potentiale der in einem einzigen Nord-Südpolfeld liegenden Elemente zusammengefaßt, so ist der Kreis geschlossen und das Potentialbild für eine Wicklung mit p Polpaaren besteht demnach aus p übereinander gelagerten Kreisen.

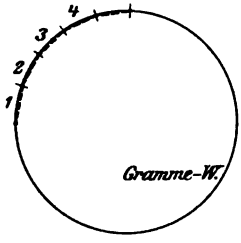


Fig. 55.

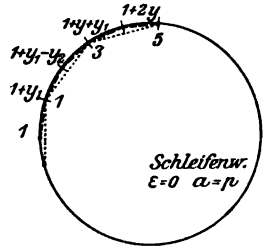


Fig. 56.

Für einfache Wellenwicklungen $(a = 1)$ ist $\varepsilon = 1$ und nach der Gleichung: $p\,y = \varepsilon S \pm c\,a$ ist

$$y = \frac{\varepsilon S \pm c\,a}{p} = \frac{S \pm c}{p}.$$

Der tatsächliche Fortschritt jedes resultierenden Schrittes oder der Potentialfortschritt ist dann:

$$y - \frac{S}{p} = \frac{S \pm c}{p} - \frac{S}{p} = \pm\frac{c}{p}.$$

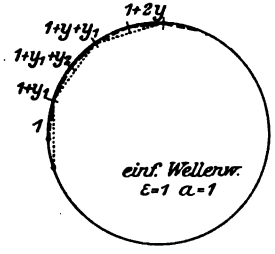


Fig. 57.

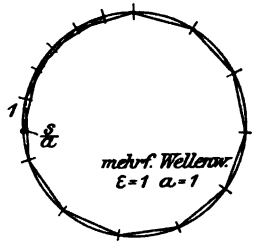


Fig. 58.

Die aufeinander folgenden Sehnenstücke gehören zum $(1 + y_1)^{\text{ten}}$, $(1 + y_1 + y_2) = (1 + y)^{\text{ten}}$ Element. Jedes einander folgende Sehnenpaar liegt in einem anderen Nord-Südfeld (Fig. 57). Für alle einfachen Reihenwicklungen $(a = 1)$ schließt sich der Potentialkreis einfach. Nicht so für mehrfache Reihenwicklungen $(a > 1)$.

Denn allgemein ergibt sich aus der Wicklungsformel der Potentialfortschritt

$$= y - \frac{\varepsilon S}{p} = \pm\frac{c\,a}{p}.$$

Beginnen wir demnach in irgend einem Polfeld, so erhalten wir, indem wir den ersten resultierenden Schritt y machen, einen Potentialzuwachs: $\pm\frac{c\,a}{p}$; indem wir die p Nord-Südfelder mit je 2 Teilschritten durchschreiten, ergibt sich ein Potentialzuwachs

$$\pm p\,\frac{c\,a}{p} = \pm c\,a$$

und wir kommen im Ausgangspolfeld beim $(1 \pm c\,a)^{\text{ten}}$ Element an. Da c die Anzahl der Teilschritte ist, so heißt dies, daß wir von je $c\,a$ Elementen nur c benutzt haben. Wir schreiten nun weiter vor, nehmen wieder von den nächsten $c\,a$ Elementen des Polfeldes während des Umlaufes nur c. Nach $\frac{S}{c\,a}$ resultierenden Schritten sind wir ungefähr an den Ausgangspunkt zurückgekommen, ohne alle Elemente getroffen zu haben.

Diejenigen Sehnen, die die Wicklungspotentiale der nun weiter anzureihenden Elemente darstellen, liegen zwischen denjenigen Sehnen, die die Wicklungspotentiale der ersten $\frac{S}{a}$ Elemente vorstellen. Eine mehrfache Reihenwicklung ist durch ein mehrfaches Sehnenpolygon dargestellt und zwar ist die Zahl der Sehnen in jedem Polygon $\frac{S}{a}$ und die Zahl der Polygone a. Jede Sehne stellt dann das Potential eines Elementes und jedes Sehnenpaar das Potential eines Elementpaares (zugehörig zu einem resultierenden Schritte) dar.

Nur für $\frac{S}{a}$ = ganzzahlig ist die Zahl der Polygonseiten in jedem Kreise gleich und die Polygone schachteln sich dann regelmäßig ineinander.

Eine weitere Vereinfachung dieses Schemas stellt dann der Kreislinienzug in Fig. 59 und 60 vor. Fig. 59 bezieht sich auf eine mehrfache Reihenwicklung mit zusammenhängenden Stromkreisen,

Fig. 60 auf eine solche mit unabhängigen (nicht zusammenhängenden) Stromkreisen.

Die unmittelbar aufeinander folgenden Elemente gehören zum 1., $(1+y_1)^{ten}$, $(1+y_1+y_2)=(1+y)^{ten}$, $(1+y+y_1)^{ten}$, $(1+2y)^{ten}$ Element. In jedem Kreis Fig. 59 und 60 liegen $\frac{S}{a}$ Elemente. Im Fall Fig. 59 kann es vorkommen, daß $\frac{S}{a}$ keine ganze Zahl ist;

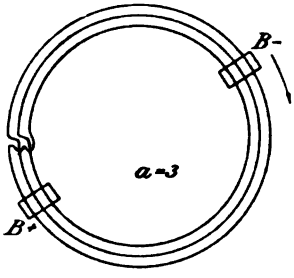


Fig. 59.

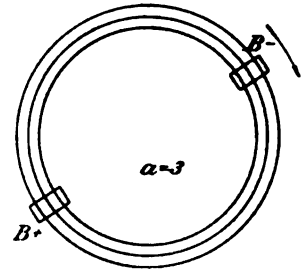


Fig. 60.

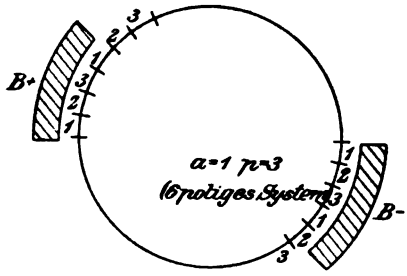


Fig. 61.

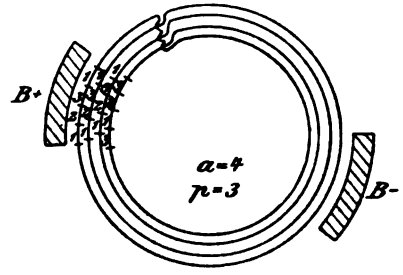


Fig. 62.

die einzelnen, parallel zu schaltenden Kreise sind dann nicht gleichwertig.

Die Fig. 61 zeigt das Diagramm einer einfachen Wellenwicklung mit beliebig vielen ($2p$) Polen. $B+$ und $B-$ sind die Darstellungen für die Bürsten in allen neutralen Zonen. Die aufeinander folgenden Sehnen liegen im 1., 2., 3. bis p^{ten} Polfeld; die $(p+1)^{te}$ Sehne wieder im 1. Polfeld. Man sieht deutlich, wie die Stromzuführung an irgend welcher neutralen Zone erfolgen kann. Alle + Bürsten unterstützen einander, natürlich auf Kosten eines Kurzschlusses.

Fig. 62 zeigt, wie die Parallelschaltung der verschiedenen (a) Kreise durch die Bürsten vor sich geht. Auch diese Parallelschaltung bedingt einen Kurzschluß und zwar einen doppelten. Erstens denjenigen unter den Bürsten, zweitens den durch die eventuelle Ungleichheit der gegengeschalteten Hälften. Um die letzteren zu unterdrücken, schlägt Arnold seine Äquipotentialverbindungen vor. Ich glaube, daß der Mißerfolg, den einige Konstrukteure mit mehreren Reihenwicklungen erzielt haben, auf die Kurzschlüsse unter den Bürsten, die bei richtigem Entwurf auf ein beliebiges Maß herabgedrückt werden können, zurückzuführen sind.

In einer Arbeit, die demnächst in der „Zeitschrift für Elektrotechnik" erscheinen wird, habe ich unter anderem diesen Punkt etwas näher ausgeführt.

III.

Diese Reihe umschließt einige Arbeiten über Induktionsmotoren. Die erste beschäftigt sich zunächst mit der einachsigen Schaltung des Ankers, deren Verwandtschaft mit der Kaskadenschaltung festgestellt wird. Das Diagramm des Drehstrominduktionsmotors wird in sehr primitiver Weise abgeleitet und auf die scheinbar verwickelten Probleme übertragen.

Die Zerlegung des oszillierenden Feldes des Einphasenmotors in zwei Drehfelder führte mich im Jahre 1899 auf eine den tatsächlichen Verhältnissen entsprechende Theorie des Einphasenmotors, die den Gegenstand der zweiten Arbeit dieser Reihe bildet.

Der gleiche Zusammenhang läuft in der dritten und vierten Arbeit weiter.

Die fünfte der Arbeiten dieser Reihe beschäftigt sich mit dem Drehstrominduktionsgenerator mit veränderlicher Umlaufszahl, d. h. mit der Bremsung. Sie entstand aus dem Studium des Bahnproblems heraus.

[Gelegentlich eines Preisausschreibens für die Elektrisierung der Wannseebahn schlugen Schimpff und Kübler ein Drehstromsystem mit zwei verschiedenen Periodenzahlen vor. Durch die elektrische Rückbremsung sollte dieses System einen Vorteil gegenüber den damals bekannten Systemen aufweisen.]

Die sechste Arbeit habe ich hier aufgenommen, weil mir diese Methode der Darstellung des Kappschen und Heylandschen Diagramms für die Zwecke des Unterrichts empfehlenswert erscheint. Im Punkt 6 dieser Arbeit ist ein ein- bzw. mehrphasiger Generator beschrieben, wie er bis jetzt Eingang in die Praxis nicht gefunden hat.

Zur Erklärung des Görgesschen Phänomens und über die Kaskadenschaltung.[1])

I.

Die einphasigen und mehrphasigen Induktionsmotoren, welche die Theoretiker asynchron nennen, werden von den Praktikern häufig als synchron bezeichnet. Dabei stützen sich die Praktiker auf die Tatsache, daß diese Motoren, wenn sie guten Nutzeffekt haben sollen, in der Nähe des Synchronismus laufen müssen. Mit Hintansetzung des Wirkungsgrades kann man sowohl ein- als mehrphasige Motoren in ihrer Tourenzahl variieren. Aber sowenig genau es die Praktiker in diesem Fall mit dem Synchronismus nehmen, so peinlich sind sie mit dem Wirkungsgrad.

Nun hat Herr Görges, Berlin, im Jahre 1896 auf der IV. Jahresversammlung des Verbandes deutscher Elektrotechniker[2]) konstatiert, daß ein mehrphasiger Motor, dessen Anker einphasig resp. einachsig ist, d. h. dessen Ankerfeld sich nur in einer bestimmten Richtung ausbilden kann, eine Tourenzahl annimmt, welche der halben Synchrongeschwindigkeit entspricht. Der Wirkungsgrad bei dieser Geschwindigkeit, der beim normalen Induktionsmotor ca. 50% gewesen wäre, stieg bis ca. 70%. Wurde der Motor künstlich beschleunigt, so daß er eine höhere Tourenzahl als die der halben Synchrongeschwindigkeit entsprechende annahm, so wirkte er bremsend. Wurde er jedoch bis in die Nähe des Synchronismus gebracht, so konnte er daselbst nicht nur leerlaufen, sondern hielt auch eine mäßige Belastung aus. (Bei einem Versuche, den ich anstellte, verhielt sich diese Belastung zur maximalen wie 10 : 25.) Herr Görges hat damals auch mitgeteilt, daß er versucht habe, dieses merkwürdige Phänomen zu erklären und als Resultat seiner Überlegungen ein Kurvenpaar angegeben, das, symmetrisch zur Abszissenachse liegend, dahin zu deuten war, daß der Motor mit einachsiger Wicklung bei jeder Geschwindigkeit sowohl ein positives

[1]) Zeitschrift für Elektrotechnik, Wien 1898, Heft 49 u. 50.

[2]) Siehe Elektrotechn. Zeitschr., Berlin 1896, Heft 33, S. 571.

als ein negatives Drehmoment haben könnte. Abgesehen davon, daß mit dem Resultate einer Überlegung noch keine Erklärung gegeben ist, stimmt das Verhalten dieses Kurvenpaares mit dem des Motors mit einachsiger Ankerwicklung durchaus nicht. Dasselbe Phänomen wie bei mehrphasigen Motoren haben Görges und später auch andere an einphasigen Motoren konstatiert.

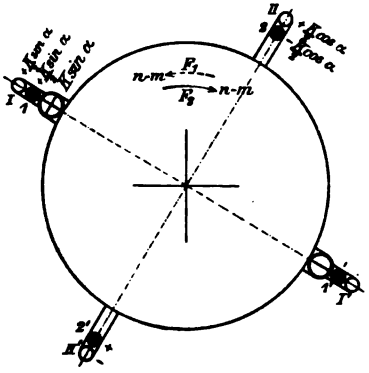


Fig. 63.

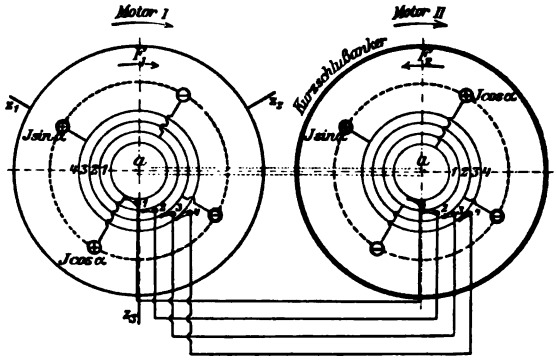


Fig. 64.

Ich habe versucht, dieses Phänomen in der folgenden Weise zu erklären[1]): Der einfachste Motoranker mit einachsiger Wicklung ist ein mit bloß einer in sich kurzgeschlossenen Wicklung versehener Anker. (Siehe Fig. 63.) Alles Folgende ist für ein zweipoliges Drehfeld gedacht. Es ist dann die Periodenzahl und die zugehörige Tourenzahl durch dieselbe Zahl gegeben; hat das Drehfeld p Polpaare, so besteht zwischen der Periodenzahl n_0 und der zugehörigen Tourenzahl v_0 die Beziehung $n_0 = p \cdot v_0$. Das Drehfeld habe die sekundliche Umlaufszahl n, der Anker m. In der einachsigen Wicklung wird eine wechselnde EMK. mit der Periodenzahl $n - m$ und ein Feld von gleicher Periodizität entstehen; dieses Feld wird stets senkrecht zur Windung gerichtet sein. Dieses wechselnde Feld im

[1]) Diese Erklärung habe ich bereits Mitte Oktober 1898 Herrn Dir. Déri in Wien in gelegentlichen Besprechungen mitgeteilt; auch die Anmeldung dieses Vortrages datiert bereits aus dem Oktober. Damit dürfte meine vollkommene Unabhängigkeit von F. Niethammer in Berlin, der seine Arbeit „Über Induktionsmotoren mit veränderlicher Umlaufszahl" sechs Tage vor der Abhaltung dieses Vortrages veröffentlichte, konstatiert sein.

Anker rotiert mit dem Anker mit m Touren. Wir können es in analoger Weise wie das primäre Wechselfeld eines einphasigen Induktionsmotors in zwei rotierende Felder (F_1 und F_2) zerlegen, deren Größe $\frac{F}{2}$ ist, wenn F der Maximalwert des Wechselfeldes ist. Die beiden Felder rotieren in bezug auf den Anker mit $n - m$ Touren nach vor- bzw. rückwärts. Wir könnten sie entstanden denken durch zwei Drehfeldwicklungen *1 1'*, *2 2'* bzw. *I I'* und *II II'*, wobei in analoger Weise, wie in der Figur 63

1 und *I* im gleichen Sinne,

2 „ *II* im entgegengesetzten Sinne induziert gedacht werden müßten.

Das Verhalten dieser beiden rotierenden Felder im Anker ist nun das Folgende: das eine, F_1 (mit $[n - m]$ Touren im selben Sinne wie der Anker rotierend), setzt sich mit dem primären Feld, wie das normale Ankerfeld eines Drehstrommotors, zu einem resultierenden Feld zusammen. Während im normalen Drehstrommotor das rotierende Ankerfeld die Resultierende der in Phase und Richtung um gleichviel verschobenen sinusförmig variierenden Felder der einzelnen Kurzschlußwindungen ist, so ist in diesem Falle das rotierende Ankerfeld eine Komponente des sinusförmig variierenden Feldes der einachsigen Spule.

Die andere Komponente, F_2, rotiert mit $(n - m)$ Touren gegen den Anker. Wir haben nun einen Motor, in dessen mit m Touren rotierenden Teil ein Feld von der Periodizität $n - m$ erzeugt wird. Den beiden komponentalen Drehfeldern entsprechen zwei Motoren, deren gegenseitiges Verhalten eine gewisse Ähnlichkeit mit zwei in Tandem- oder Kaskadenschaltung befindlichen Motoren hat. (Siehe Fig. 64.) Die beiden Motoren heißen *I* und *II*.

Die Motoren haben zweiphasige Wicklung am Anker. Die Ströme, die im Anker (induzierten Teil) des Motors *I* fließen, sind auch diejenigen des primären Kreises (induzierenden Teiles) des Motors *II*. In Fig. 64 ist der Motor *II* als ein solcher gedacht, der die Zuführung im rotierenden Teil hat. Es muß dann, soll der Motor *II* dieselbe Rotationswirkung wie der Motor *I* haben, die Rotationsrichtung des Feldes umgekehrt werden; das ist, wie aus

Fig. 64 ersichtlich ist, durch Umkehrung eines der beiden Ströme möglich.

Der Motor *I* ist im Übersynchronismus für . . . $m > n$,
im Synchronismus für . . . . . $m = n$,
unterhalb des Synchronismus für $m < n$.

Für den Motor *II* sind die Bedingungen analoge. Da er als Motor mit Zuführung im rotierenden Teil gedacht ist, so rotiert das Feld entgegengesetzt zum Anker. Seine Periodenzahl ist variabel mit m aber stets $n - m$.

Motor *II* ist im Übersynchronismus für . . . $m > n - m$,
im Synchronismus für . . . . . $m = n - m$,
unterhalb des Synchronismus für $m < n - m$.

Einfacher geschrieben, ergibt sich für den Motor *II*:

der Übersynchronismus für . . . . $2m > n$; $m > \frac{n}{2}$,

der Synchronismus für . . . . . $2m = n$; $m = \frac{n}{2}$,

der Untersynchronismus für . . . $2m < n$; $m < \frac{n}{2}$.

Man sieht daher, daß der Motor *II* bereits bei der halben Synchrongeschwindigkeit $\left(\frac{n}{2}\right)$ des Motors *I* seinen Synchronismus hat. Denken wir die Anker der beiden Motoren mechanisch vereinigt, so ergibt sich der einachsige Anker. Die beiden Felder sind ineinandergeschachtelt. Der Motor *I* ist ein Motor mit konstanter Periodenzahl n, der Motor *II* ein Motor mit variabler Periodenzahl $n - m$. Für den Motor *II* ist der Anker des Motors *I* der induzierende Teil; der Anker des Motors *II* ist die Feldwicklung des Motors *I* mit dem ganzen äußeren Netz. Der Verlauf der Drehmomentskurven der beiden Motoren und deren Resultierende, die Drehmomentskurve des Motors mit einachsiger Wicklung sind in den Fig. 65—69 für den ein- bzw. mehrphasigen Induktionsmotor konstruiert. Zur Verallgemeinerung des bisher Gesagten sei noch bemerkt, daß sich jedes noch so komplizierte Ankerfeld in eine Anzahl Drehfelder mit $(n - m)$ Touren im Sinne des Ankers und eine Reihe von Drehfeldern, die mit $(n - m)$ Touren gegen

den Anker rotieren, zerlegen läßt, so daß stets die Gesamtwirkung auf den obigen, einfachen Fall zurückgeführt werden kann.

Um den Verlauf der Drehmomentskurve eines Motors mit einachsiger Wicklung zu erhalten, verwenden wir folgende einfache Konstruktion.

a) Das Drehmoment eines mehrphasigen Induktionsmotors ist gegeben durch die Gleichung:

$$D = 2\,D_{\max} \cdot \sin\varphi \cos\varphi\,,$$

wobei φ die Phasenverschiebung im Anker, also

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{2\pi\,(n - m)\,L}{r}$$

ist, wobei

n die äußere Periodenzahl;

$n - m$ die Periodenzahl im Anker, wenn er mit m Touren umläuft;

L der Selbstinduktions-Koeffizient;

r der Ohmsche Widerstand des Ankers ist.

Ist also das Verhältnis zwischen dem Drehmoment bei der Phasenverschiebung φ im Anker und dem maximalen Drehmoment zu suchen, so kann das am einfachsten dadurch geschehen, daß man in einem Halbkreis, wie in Fig. 65, von einem Endpunkte (x) eines Diameters eine Gerade zieht, welche mit diesem Diameter $(x\,x)$ einen Winkel $(90 - \varphi)$, resp. mit der zum Diameter Senkrechten $(y\,y)$ einen Winkel φ einschließt; die gezogene Gerade gibt mit dem Halbkreis einen Schnittpunkt, und der senkrechte Abstand dieses Schnittpunktes vom Diameter $(x\,x)$ ist schon das Drehmoment bei der Phasenverschiebung φ im Anker, wenn der Diameter $(x\,x) = 2\,D_{\max}$ ist[1]).

Um also die Drehmomentskurve für einen mehrphasigen Motor zu bestimmen, dessen r zum Beispiel gleich $0{,}15 \cdot 2\,\pi\,n\,L$ ist, hat

[1]) Ich glaube, diese Konstruktion für das Drehmoment ist die einfachst mögliche; sie ist zugleich der von verschiedenen Autoren vielfach abgeleitete Kreis im Blondel-Heylandschen Diagramm. Die von einem Endpunkte des Diameters gezogene Linie ist der totale Sekundärstrom; der Abstand vom Diameter der Wattstrom im Anker, der gleichzeitig das Maß der Zugkraft oder des Drehmomentes ist. Siehe Teil II.

man folgendermaßen zu verfahren: Man ziehe von x die Linie unter 45° und irgendeine Parallele zum Diameter xx; auf der Parallelen schneidet die 45grädige Linie ein Stück $0{,}15 \cdot 2\pi n L$ ab; dieser erhaltene Schnittpunkt bedeutet $n - m = 0{,}15\, n$ oder eine 15proz. Schlüpfung; wir können jetzt auf der Parallelen zum Diameter einen Schlüpfungsmaßstab zeichnen. Zieht man diejenigen Linien, welche in diesen Punkten schneiden, so schließen diese Linien mit yy diejenigen Winkel ein, welche der Phasenverschiebung bei den betreffenden Schlüpfungen entsprechen. Der Schnittpunkt der Linien mit dem Halbkreis gibt durch seine Entfernung von xx bereits das Drehmoment des Mehrphasenmotors. In dieser einfachen Weise erhalten wir das Drehmomentsdiagramm eines Mehrphasenmotors.

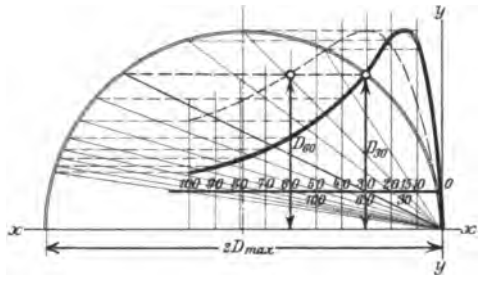


Fig. 65.

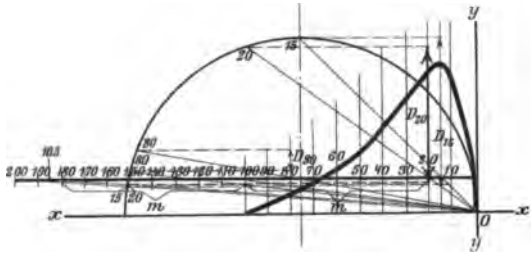


Fig. 66.

Die Drehmomentskurve eines einphasigen Induktionsmotors ergibt sich ebenso einfach, denn sie ist:

$$D = 2\, D_{max} (\sin\varphi_1 \cos\varphi_1 - \sin\varphi_2 \cos\varphi_2),$$

wobei

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{2\pi (n - m) L}{r}; \quad \operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{2\pi (n + m) L}{r}.$$

Verlängert man also den Schlüpfungsmaßstab über 100% hinaus, so kann man von o aus für jede Tourenzahl m des Ankers zwei Linien ziehen, die durch Punkte der Schlüpfungslinie gehen, die um gleichviel von 100% ([$n - m$] und [$n + m$] entsprechend) entfernt sind, und die daher mit yy die Winkel φ_1 bzw. φ_2 ein-

schließen; die so gezogenen Linien schneiden den Kreis in zwei Punkten, deren Höhendifferenz zur xx-Linie das Drehmoment des Einphasenmotors angibt; während die φ_1-Linien sich mit zunehmenden m immer mehr der yy-Achse nähern, entfernen sich die φ_2-Linien (Fig. 66).

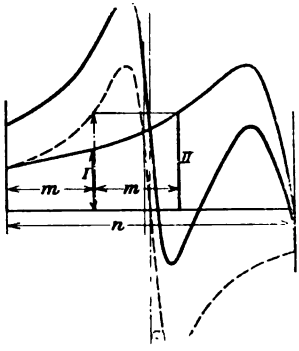


Fig. 67.

Das Drehmomentdiagramm eines Ankers mit einachsiger Wicklung im Mehrphasenfeld läßt sich aus dem Diagramm des gewöhnlichen Mehrphasenmotors direkt ableiten. Sei in Fig. 67, I das Diagramm des normalen Mehrphasenmotors; wenn der Anker die Tourenzahl m macht, so liegt der Motor II an der Periodenzahl $n - m$ und sein Drehmoment entspricht einem Rückbleiben um $n - m - m = n - 2m$ hinter dem Feld; wir verdoppeln also m, und das Drehmoment, das Kurve I bei $2m$ für den Motor I zeigt, ist das Drehmoment des Motors II bei m Touren des Ankers. Auf diese Weise erhält man die Charakteristik für den Motor mit einachsiger Wicklung; man ersieht, daß sie alle von Görges konstatierten Eigenschaften ergibt. Der Motor läuft und verträgt Belastung bei halber Tourenzahl, er kann sich aber auch im Synchronismus erhalten. Unmittelbar über dem halben Synchronismus ist die Drehmomentkurve negativ (Bremsung); auch der günstigere Nutzeffekt bei halbem Synchronismus ist erklärlich, denn der Nutzeffekt des ganzen Motors resultiert aus den Nutzeffekten der beiden Motoren: der eine aber ist im Synchronismus, also hat einen „1" sehr nahekommenden Wert.

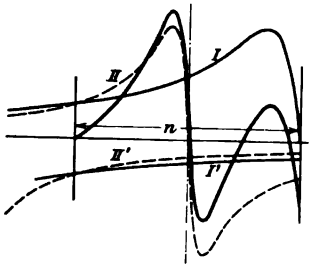


Fig. 68.

Für den Einphasenmotor mit einachsiger Wicklung läßt sich die Drehmomentskurve ebenso leicht ableiten. (Siehe Fig. 68.) Zerlegen wir das primäre Wechselfeld in zwei Dreh-

felder, so haben wir zwei Drehfeldmotoren. Jeder zerfällt durch die einphasige Wicklung des Ankers abermals in zwei; es sind also im Einphasenmotor mit einphasiger (einachsiger) Wicklung am Anker vier komponentale Drehfeldmotoren vorhanden:

1. Der Drehfeldmotor mit der Periodenzahl (n); Zuführung im Felde.

2. Der Drehfeldmotor mit der Periodenzahl $(n - m)$; Zuführung im Anker.

3. Der Drehfeldmotor mit der Periodenzahl $(-n)$; Zuführung im Felde.

4. Der Drehfeldmotor mit der Periodenzahl $(-n - m)$; Zuführung im Anker.

1 und 2 verhalten sich so wie ein Mehrphasenmotor mit einachsiger Wicklung; 3 und 4 ebenfalls. Die Zusammensetzung ist in Fig. 68 gemacht. Man sieht, daß das resultierende Diagramm eines Einphasenmotors mit einachsiger Ankerwicklung genau dasselbe allgemeine Verhalten zeigt, wie das des Mehrphasenmotors. Ein möglicher Lauf unter Belastung bei halbem und vollem Synchronismus, eine bremsende Wirkung bei Überschreiten des halben Synchronismus wie des vollen[1]).

Man kann jedoch das Diagramm von Induktionsmotoren mit einachsiger Wicklung auch mit Hilfe des vorhin benützten Kreises direkt konstruieren. Die Drehmomente für jede Tourenzahl des Ankers ergeben sich:

$$D = 2\,D_{1\max} \sin\varphi_1 \cos\varphi_1 + 2\,D_{2\max} \sin\varphi_2 \cos\varphi_2;$$

dabei ist

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{2\pi(n-m)L_1}{r_1}; \qquad \operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{2\pi(n-m-m)L_2}{r_2}.$$

D_1 und D_2 sind durch die Größe der „resultierenden Felder", der Windungszahl der Anker (induzierten Teilen) der beiden Moto-

[1]) Einige Versuche, die ich während der Drucklegung dieses Vortrages an einem Einphasenmotor mit einachsiger Ankerwicklung durch die Zuvorkommenheit der Direktion der Internationalen Elektrizitätsgesellschaft zu machen Gelegenheit hatte, haben gezeigt, daß das Verhalten des Einphasenmotors ein weit ungünstigeres als das des Mehrphasenmotors ist, da die auftretenden Schwebungen unter Belastung sehr beträchtlich sind. Ich habe jedoch durch Einschalten von Widerständen in den Anker einen ruhigeren Gang erzielen können.

ren und durch L_1, L_2 den Selbstinduktionskoeffizienten der beiden Anker bestimmt. Wir haben vorhin angenommen, daß $D_{1\max} = D_{2\max}$ sei; das ist aber nicht unbedingt nötig. Wir wollen die Annahme machen, daß für einen bestimmten Motor (siehe Fig. 68), er heiße I und habe zwei Kurzschlußwicklungen, diese Annahme zutreffe; auch $\frac{L}{r}$ sei gleich.

Ziehen wir nun von o aus (in analoger Weise wie früher) zwei Linien zu Punkten der Schlüpfungslinien, die $n - m$ und $n - 2m$ zugehörig sind, so ist die algebraische Summe das Drehmoment des Motors mit einachsiger Wicklung für m

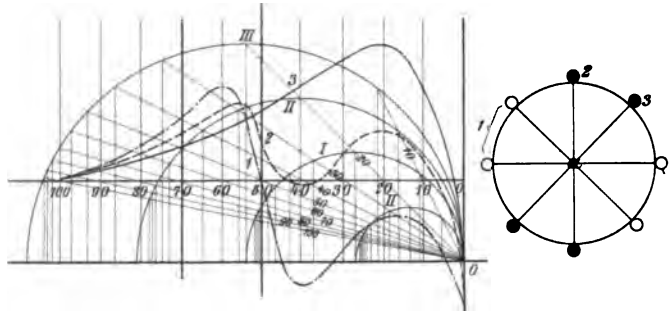


Fig. 69.

Ankertouren; dabei ist nur zu beachten, daß für $m > \frac{n}{2}$ die zweiten Drehmomente negativ werden; es ist aber nicht notwendig, einen zweiten Halbkreis unterhalb $x\,x$ zu zeichnen, sondern man kann sich den schon gezeichneten Halbkreis um $x\,x$ als Achse um 180° gedreht denken.

Es werde nun auf diesen Anker noch eine Windung 2 gegeben. Während früher zwei sinusförmige Felder entstanden, die wir in zwei positive und zwei negative Drehfelder zerlegen konnten, deren Größe d und deren Resultierende $\pm 2\,d \cos \frac{\beta}{2} = 2\,d$ gesetzt sei, wobei β den Winkel bedeutet, den die beiden Windungen miteinander einschließen, so setzt sich die Windung 2 mit der um 90° abstehenden zu einem Drehfeld $+2\,d$ zusammen, die übrigbleibende Windung gibt ein $+d$ und ein $-d$; dieses $+d$ setzt sich

mit $2d$ wieder unterm Winkel zusammen. Vernachlässigen wir den Winkel, so haben wir $D_1 : D_2 = 3 : 1$. Fügen wir endlich noch die letzte Windung hinzu, so ist das resultierende Feld $D_1 = +4d$, während $D_2 = 0$ ist.

Für diese drei Fälle sind die Diagramme in Fig. 69 konstruiert; man ersieht daraus, wie aus dem normalen Drehstrommotor durch Unsymmetrie des Ankers ein Motor wird, der bei halbem Synchronismus laufen kann; und umgekehrt, wie durch Hinzufügen derjenigen Kurzschlußwindungen, welche eine vorhandene, einphasige Wicklung zu einer Drehfeldwicklung ergänzen, der Motor dasselbe Drehmoment bei den verschiedensten Tourenzahlen erreichen kann. Im Diagramm Fig. 69 sind der Einfachheit halber nur drei Kurven gezeichnet; man könnte durch Hinzufügen einer größeren Anzahl Zwischenkurven das Übergehen des Diagramms des Motors mit einachsiger Ankerwicklung in das Diagramm des Motors mit Drehfeldarmatur noch deutlicher zeigen. Das Kreisdiagramm behält auch hier seine Einfachheit; selbst wenn $\frac{L}{r}$ in den einzelnen Motoren nicht gleich ist, versagt das Diagramm nicht; man hat dann bloß zwei Schlüpfungsmaßstäbe zu zeichnen, deren Einheiten sich wie die Widerstände verhalten und die φ_1- bzw. φ_2-Linien durch die Punkte der zugehörigen Schlüpfungsmaßstäbe zu ziehen. Das Anlaufsdrehmoment ergibt sich im Diagramm für alle drei Fälle gleich, weil $+d$ und $-d$ die gleiche Wirkung ergeben; das gilt aber nicht mehr, wenn der $\sphericalangle\beta$ nicht vernachlässigt wird; in Wirklichkeit ist das Anlaufdrehmoment um so geringer, je größer die Unsymmetrie des Ankers.

Die Einwirkungen des Motors *II* auf *I* gleichen sich erst in jener Zeit aus, die einer Schwebung entsprechen. Die Zahl der Schwebungen pro Sekunde ist bekanntlich gleich der Differenz der Periodenzahlen:

$$S = n - (2m - n) = 2(n - m).$$

Daher wird die Zahl der Schwebungen pro Sekunde mit zunehmendem m geringer, d. h. die Zeit einer Schwebung größer.

Das allgemeine Verhalten des Motors mit einachsiger Wicklung stimmt mit dem der Kurven. Dennoch kann man sich nicht ver-

hehlen, daß die Zusammensetzung, wie sie in den Diagrammen gegeben erscheint, nur für zwei vollkommen unabhängige Motoren gilt und konstante resultierende Felder voraussetzt.

Ich will daher denjenigen Fall, den ich vergleichsweise bereits herangezogen habe, den zweier in Kaskadenschaltung befindlicher Motoren, näher betrachten, denn er zeigt uns jenes andere Extrem, zwei Motoren in vollkommener Abhängigkeit.

II.

Bevor wir jedoch auf die Besprechung der Kaskadenschaltung übergehen, wollen wir das Diagramm, das wir bis jetzt zur Konstruktion der Drehmomentskurven benutzt haben, seiner Bedeutung nach erweitern. Das Drehmoment bei der Phasenverschiebung φ im Anker war für den Mehrphasenmotor gegeben durch

$$D = 2\, D_{\max} \sin\varphi \cos\varphi .$$

$D_{\max}$ ist nun proportional dem Quadrate der Spannung und verkehrt proportional dem Selbstinduktionskoeffizienten des Ankers. Die Ströme aber, die wir im folgenden auch darstellen wollen, verändern sich nur mit der ersten Potenz der Spannung; damit wir also auch für variable Spannung das Diagramm der Drehmomente und Ströme vereinigen können, werden wir das Drehmoment in zwei Faktoren spalten, deren einer die Spannung E ist, so daß der Kreis mit $\frac{2\, D_{\max}}{E}$ als Halbmesser durch den Abstand seiner Schnittpunkte (mit den unter dem Winkel φ gegen $y\,y$ gezeichneten Linien) von der $x\,x$-Achse das Drehmoment bis auf den Faktor E gibt. Verändert sich nun E, so verändert sich damit proportional der Halbmesser des Kreises, und da die aus demselben abgelesenen Strecken, nochmals mit E multipliziert, erst die Drehmomente ergeben, so ist tatsächlich das

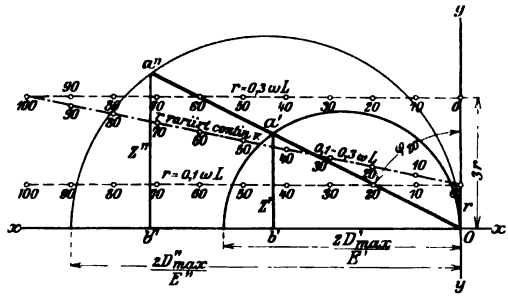


Fig. 70.

Drehmoment proportional dem Quadrate der Spannung. (Siehe Fig. 70.)

Da die Ordinate Z bis auf die Spannung das Drehmoment anzeigt, so stellt sie eine dem Wattstrom direkt proportionale Größe vor. Demnach entspricht $o\,a'$ dem totalen Sekundärstrom, $o\,b'$ der wattlosen Komponente desselben. Um ein Maß für diese Ströme zu erhalten, ist es bloß nötig, zu beachten, daß für den idealen Kurzschluß ($r = 0$, $\varphi = 90°$) die wattlose Komponente ihr Maximum erreicht. Denken wir uns die ganze Selbstinduktion[1]) des Motors im sekundären Teil vereinigt; der Selbstinduktionskoeffizient sei L, die Spannung E, so ist der ideale Kurzschlußstrom

$$J_k = \frac{E}{\omega L}, \quad \text{wobei } \omega = 2\pi n \text{ ist.}$$

Stellt demnach der Kreisdiameter diesen idealen Kurzschlußstrom vor, so ist $a'\,b'$, $a'\,o$, $b'\,o$ bereits im Verhältnis zu diesem Kurzschlußstrom festgelegt. Man ersieht sofort, daß diese Ströme direkt proportional der Spannung sind. Es ist also $a'\,b'$ ein Maß des Wattstromes und bei gegebener Spannung auch ein Maß des Drehungsmomentes. Ändert sich die Spannung, so ändert sich proportional damit der Diameter; der Wattstrom ist dann zwar wieder durch $a''\,b''$ gegeben, das Drehungsmoment aber durch $a''\,b''$ mal der neuen Spannung (E'') dargestellt.

Ist das Verhältnis $\frac{\omega L}{r}$, d. h. $\frac{\text{induktiver Widerstand des ganzen Motors}}{\text{Ohmscher Widerstand des ganzen Motors}}$ gegeben, so kann man, wie im I. Teil gezeigt wurde, den Schlüpfungsmaßstab dadurch finden, daß man sich irgendein Maß für r auf der $y\,y$-Achse aufträgt und eine Parallele zur $x\,x$-Achse zieht; der Schnittpunkt dieser Linie mit der Linie für $\varphi = 45°$ gibt

$$10\%\ \text{Schlüpfung an, wenn } r = 0{,}1\ \omega L,$$
$$p\%\quad ,,\quad ,,\quad ,,\quad r = \frac{p}{100}\,\omega L \text{ ist.}$$

In den wenigsten Fällen aber ist dieses Verhältnis bekannt. Dagegen ist r leicht meßbar. ωL aber läßt sich in der folgenden

[1]) Für die späteren Betrachtungen auch den Widerstand. Dadurch ist E identisch mit der primären Klemmenspannung.

Weise leicht aus der Spannung, dem Kurzschlußstrom und dem Leerstrom des Motors bestimmen.

a) Gegeben die Spannung, der Kurzschlußstrom J_k und der Leerstrom J_l, die Ströme J_k und J_l sind als wattlos angenommen. (Angenähertes Verfahren.) (Siehe Fig. 72.)

Es ist bekanntlich: $J_k = \frac{E}{\omega L}$ oder auf beiden Seiten durch J_l dividiert: $\frac{J_k}{J_l} = \frac{E}{J_l \omega L}$.

Wir brauchen also bloß die Endpunkte von J_k und E (f und g) zu verbinden und vom Endpunkt h von J_l eine Parallele zu dieser Verbindungslinie zu ziehen, dann ist $o\,l$ schon $J_l \omega L$; wir erhalten so ωL und können den Schlüpfungsmaßstab konstruieren (Fig. 72).

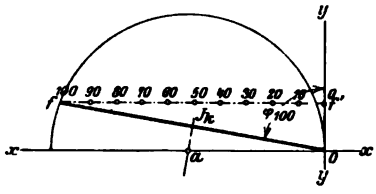


Fig. 71.

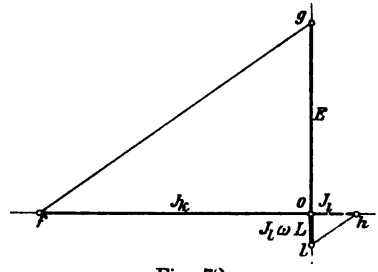


Fig. 72.

b) Ist der Kurzschlußstrom (J_k) mit seiner Phasenverschiebung gegen E (φ_{100}) gegeben, so ist der Schlüpfungsmaßstab von selbst gegeben; man ziehe durch den Endpunkt f eine Parallele zu $x\,x$ und zeichne einen Maßstab, der bei f 100% und f' 0% stehen hat. Der Kreis als geometrischer Ort aller Ströme ergibt sich, indem man $o\,f$ halbiert, in diesem Punkt auf $o\,f$ eine Senkrechte zieht; der Schnittpunkt mit $x\,x$ ist der Kreismittelpunkt a; $a\,o$ ist der Radius des Kreises. (Siehe Fig. 71.)

Bei variablem r oder ωL ist der Schlüpfungsmaßstab keine Gerade parallel zur $x\,x$-Linie mehr. Ändert sich z. B. r kontinuierlich von $r = 0{,}3\,\omega L$ bis $r = 0{,}1\,\omega L$ vom Anlauf bis zum Leerlauf, so zeichnen wir in zwei verschiedenen Höhen Maßstäbe für diese beiden Widerstände und verbinden den Punkt, der dem Anlauf bei $r = 0{,}3\,\omega L$ entspricht, mit dem Punkt des Leerlaufs bei $r = 0{,}1\,\omega L$. Diese schiefe Linie ist der Schlüpfungsmaßstab bei kontinuierlich verändertem Widerstande. (Siehe Fig. 70.)

Fügt man zum sekundären Strom, der durch einen gleich großen aber entgegengesetzt gerichteten primär balanciert wird, den sog. Leerstrom oder angenähert den Magnetisierungsstrom (wattlos, daher in der Richtung $x\,x$), so erhält man den primären Strom. Das Diagramm, das wir so erhalten, ist das sonst anders abgeleitete Blondel-Heylandsche Diagramm, bis auf den Schlüpfungsmaßstab, der in der angedeuteten Weise meines Wissens noch nicht angegeben wurde.

Wenn wir nun zur Kaskadenschaltung zweier Motoren (siehe Fig. 64) übergehen und uns wieder die Ohmschen Widerstände, bzw. die Induktanzen in die Anker jedes der beiden Motoren hineingelegt denken, so ist klar, daß zwar der erste Motor (*I*) an einer konstanten Spannung liegend gedacht werden kann, daß aber dies für den zweiten Motor (*II*), dessen Primärstrom gleichzeitig der Sekundärstrom des ersten ist, nicht mehr zutrifft.

Die sekundär entstehende Spannung und Stromstärke ist bei einem gewöhnlichen, mehrphasigen Induktionsmotor durch das Rückbleiben des Ankers gegen das rotierende Feld bestimmt. Diese sekundäre elektrische Energie ist verloren. Sowie aber der sekundäre Teil in Serie mit dem primären Teil eines anderen Motors geschaltet wird, wird der Motor *I* als Wirkungsgrad stets 1 haben und der Wirkungsgrad des ganzen Systems [*I II*] durch den Wirkungsgrad des Motors *II* gegeben sein. Ist die primäre Periodenzahl n und sind die Motoren mechanisch gekuppelt, was zur Folge hat, daß beide Anker die Umlaufszahl m haben, so ist die Umlaufszahl des Feldes im Motor *II*: $n - m$; der Motor *II* bleibt demnach um $(n - 2\,m)$ Touren zurück. Der verlorene Teil der Energie verhält sich zur gesamten zugeführten Energie wie $(n - 2\,m) : n$. Der Wirkungsgrad ist also:

$$\eta_c = 1 - \frac{n - 2\,m}{n} = \frac{2\,m}{n},$$

$$\text{für} \quad m = 0 \quad \text{ist} \quad \eta_c = 0,$$

$$m = \frac{n}{3} \quad \eta_c = \frac{2}{3},$$

$$m = \frac{n}{2} \quad \eta_c = 1.$$

Für den mehrphasigen Motor wäre in den beiden letzten Fällen bzw. $\eta = 0{,}33$ und $\eta = 0{,}50$. Wenn $m > \frac{n}{2}$ ist, tritt Generatorwirkung ein.

Während also zwei vollkommen unabhängige Motoren, die bloß mechanisch gekuppelt sind und von denen einer stets an der Periodenzahl n, der andere an der Periodenzahl $n - m$ liegt, für $m = \frac{n}{2}$ den theoretischen Wirkungsgrad 0,75 ergeben, erhalten wir für zwei in Kaskade geschaltete Motoren für $m = \frac{n}{2}$ den Wirkungsgrad 1.

Wir wollen nun das Drehmoment der zwei in Kaskade geschalteten Motoren bestimmen. Wäre das Drehmoment des Motors *I* an sich zu bestimmen, so wäre es gegeben durch die Wattkomponente des Sekundärstromes und das resultierende Feld in diesem Motor. In den Sekundärkreis des Motors *I* haben wir aber nun den großen induktiven Widerstand eingeschaltet, den der Motor *II* vorstellt, solange sein sekundärer Kreis offen ist oder leerläuft. Wenn der Leerlaufstrom wattlos wäre, so würde der Motor *I*, solange der Motor *II* in seinem sekundären Teil keinen Strom aufnimmt, keine Arbeit leisten. In Wirklichkeit ist der Leerlaufstrom nicht vollkommen wattlos, und es treten daher im Motor *I* diejenigen Verhältnisse auf, wie wenn im Anker *I* eine sehr hohe Induktanz wäre; das davon herrührende Drehmoment (W) ist deshalb sehr klein und kann übrigens nur annähernd gefunden werden, weil der Ohmsche Widerstand, der auch die äquivalenten Foucault- und Hysteresisverluste vorstellt, nicht konstant ist. Der Radius des Kreises für diesen Motor verhält sich zum Radius des Kreises für denselben Motor mit dem Selbstinduktionskoeffizienten L, sowie $\frac{L}{M}$, wobei M der gegenseitige Induktionskoeffizient für den Motor *II* ist. Mit diesen Strömen, welche sich aus einem kleinen Kreisdiagramm ergeben würden, funktioniert der Motor *I* als solcher; es ist einleuchtend, daß diese Wirkung eine sehr untergeordnete Rolle spielt, daß daher das Rückbleiben des Motorankers *I* für sich allein nur wenig Einfluß auf das gesamte Drehmoment und den totalen Wirkungsgrad haben wird.

Sobald jedoch der Sekundärkreis des Motors *II* Strom aufnimmt, wird auch im primären Teil des Motors *II* und daher auch im sekundären Teil des Motors *I* ein Strom fließen können, der seinerseits durch einen im Primärkreis des Motors *I* fließenden Strom balanciert wird. D. h. sowie mit zunehmender Belastung ein Transformator, der im unbelasteten Zustand einen hohen induktiven Widerstand vorstellt, diesen Charakter verliert, so stellt bei Belastung des Motors *II*, dieser nicht mehr einen hohen induktiven Widerstand vor. Aber die Ströme, die der Motor *I* führt, sind lediglich abhängig von den Strömen im Motor *II*. Es spielt demnach der sekundäre Teil des Motors *II* für die Kombination [*I II*] dieselbe Rolle, wie sonst der Anker eines Induktionsmotors für den Motor selbst. Die Drehmomente, die der Motor *II* liefert, sind wieder abhängig von der Wattkomponente seines sekundären Stromes und dem resultierenden Felde; dieses aber ist nicht konstant, denn nur die Spannung am Motor *I* ist konstant, und selbst, wenn wir nach der Voraussetzung die primären und sekundären Ohmschen bzw. induktiven Widerstände in die Anker (sekundären Teile der Motoren *I* und *II*) verlegt denken, so können wir nur das resultierende Feld des Motors *I* als konstant denken. Zwischen der Spannung am Motor *II* und derjenigen am Motor *I* liegen die Verluste im Anker *I*; wir werden im folgenden annehmen, daß sich die resultierenden Felder wie die Spannungen ändern.

Die Wattkomponente des Primärstromes des Motors *II*, d. i. des Sekundärstromes des Motors *I*, gibt das Drehmoment im Motor *I*. Die Abhängigkeit der beiden Motoren kommt also dadurch zur Geltung, daß a) die Wattkomponenten der Ströme im Motor *I* durch den Anker *II* bestimmt werden, und daß b) die Spannung des Motors *II* durch den Spannungsverlust im Motor *I* bestimmt ist. Dies festgehalten, ergibt sich folgende Methode der Bestimmung des Drehmoments der in Kaskade geschalteten Motoren. (Siehe Fig. 73.)

Das Diagramm des Motors *II* für die Spannung $E = E_{II}$ sei der Kreis K_{II}, der Schlüpfungsmaßstab sei in der eingangs erwähnten Art gefunden. Der Sekundärstrom wäre $o\,a$, seine wattlose

Komponente $o\,b$, seine Wattkomponente $a\,b$; $a\,b \cdot E_{II}$ ist bis auf eine Konstante das Drehmoment. Ist $o\,h''$ der Leerlaufstrom dieses Motors, so wird $a\,h''$ der Primärstrom sein. Ist nun der Motor *II* eingeschaltet in den Sekundärteil des Motors *I*, so wird dieser Primärstrom *II*, als Sekundärstrom den Anker *I* durchfließend, dort einen Spannungsabfall verursachen. Das resultierende Feld im Motor *II* wird nicht mehr $E_{II} = E$, der Spannung der Linie entsprechen, sondern einem E'_{II}, das aus E gefunden wird, indem man den Ohmschen und induktiven Spannungsabfall geometrisch abzieht. Durch die Verkleinerung von E_{II} werden aber alle Ströme proportional kleiner. Um dies alles gleichzeitig zu berücksichtigen, tragen wir für den Strom $o\,a$, der noch dem vollen $E_{II} = E$ entspricht, eine Spannungskomponente $o\,\alpha = a\,h'' \cdot r$ auf und um 90 ° dem Strom voreilend $o\,\beta = a\,h''\ 2\,\pi\,(n - m)\,L_I$ (wobei L_I sich auf den Motor *I* bezieht, n die volle Periodenzahl, m die Ankertourenzahl ist). Die Resultierende aus $o\,\alpha$ und $o\,\beta$ ist $o\,\gamma$; $o\,\gamma$ zusammengesetzt mit E gäbe das primär (an der Linie) erforderliche E_0; da nur E vorhanden ist, so verkleinern wir das ganze Spannungsdiagramm proportional; dadurch bekommen wir die tatsächliche Spannung E'_{II}; mit ihr proportional verkleinert haben sich $o\,a$ und $o\,b$, $o\,\alpha$ und $o\,\beta$. Die letzteren ergeben sich sofort, die ersteren dadurch, daß wir einen Kreis K'_{II} konstruieren, dessen Radius zum Radius von K_{II} sich verhält wie E'_{II} zu E_{II}; aus diesem Kreis ergibt sich das Drehmoment des Motors *II*:

$$D_{II} = y'_{II} \cdot E'_{II}\,.$$

Das Drehmoment des Motors *I* ist gegeben durch die Komponente des Sekundärstromes in *I* ($a'\,k$), die in Phase mit E ist; y_I' heißt sie in der Figur; das Drehmoment des Motors *I* ist

$$D_I = y'_I \cdot E\,.$$

Man ersieht aus dem Diagramm den großen Einfluß, den die Selbstinduktion (Streuung) des Motors *I* auf das Drehmoment des Motors *II* und dadurch auf die Drehmomente der ganzen Kombination [*I II*] hat. Die Drehmomente der in Kaskade geschalteten Motoren sind zusammengenommen im Diagramm Fig. 73 nicht viel größer, als die eines einzelnen Motors wären. Für 50%

Schlüpfung des Motors *I* ist das Drehmoment und der Wattstrom im Motor *II* gleich Null, daher auch das Drehmoment der Kombination [*I II*].

Im Diagramm sind für 100% bis 50% Schlüpfung des Motors *I* die Drehmomente [*I II*] konstruiert; sie setzen sich zusammen aus $D_I + D_{II} + W$.

Für *W*, das, wie erwähnt, nur sehr geringen Einfluß hat, gilt die Schlüpfung des Motors *I* (Schlüpfungsmaßstab *I*). *W* hätte,

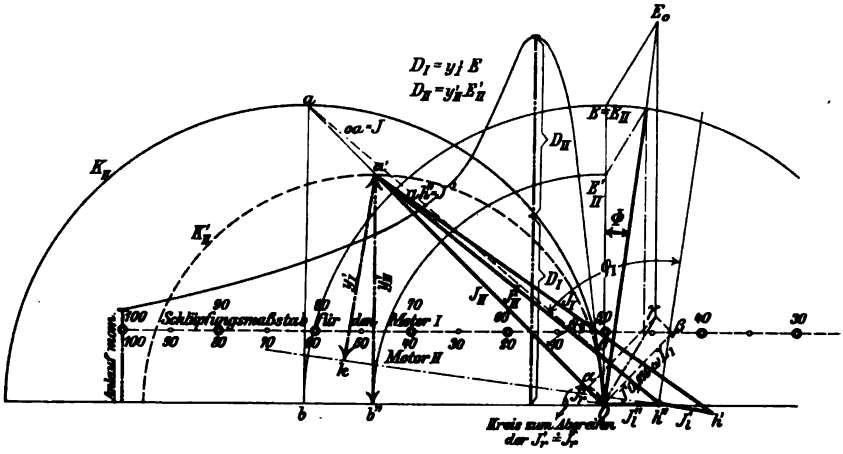


Fig. 73.

wie man leicht einsieht, den Einfluß, daß die Motoren [*I II*] in Kaskade geschaltet, nicht bei $\frac{n}{2}$ das Drehmoment 0 ergeben, sondern erst bei einer um ein weniges größeren Tourenzahl.

N Motoren in Kaskade geschaltet, so daß der sekundäre Kreis des 1., 2., 3. ... $(N-1)^{\text{ten}}$ Motors den primären des 2., 3., 4., ... N^{ten} Motors bildet, ergeben $\frac{n}{N}$ als Synchrongeschwindigkeit. Die in allen Motoren fließenden Stromstärken bestimmt der sekundäre Teil des N^{ten} Motors. Die Spannung und damit auch das resultierende Feld am 2., 3., 4., ... N^{ten} Motor ist durch die Spannung am 1. und den Spannungsabfall, hervorgerufen im 1. bzw. 2. usw. Motor durch die durchfließenden Ströme, bestimmt.

Über die Zerlegung des oszillierenden Feldes des Einphasenmotors in Drehfelder.[1])

Die Zerlegung des oszillierenden Feldes in zwei Drehfelder ist zur Erklärung der Funktion der „Einphasenmotoren" einerseits und der „Motoren mit einachsiger Wicklung am induzierten Teil" andererseits vielfach herangezogen worden. Das oszillierende Feld $B \sin 2\pi \sim t$ ist dabei in zwei Felder von der konstanten Stärke $\frac{B}{2}$, die mit $\frac{\sim}{p}$ Touren per Sekunde gleichmäßig rotieren, und zwar das eine im Sinne des Uhrzeigers, das andere entgegengesetzt demselben, zerfallend gedacht. p ist die Zahl der Polpaare. Daß diese für stillstehende Armatur vollkommen richtige Zerlegung mit zunehmender Armaturgeschwindigkeit ihre Gültigkeit verliert, daß vielmehr der Einphasenmotor in der Nähe des Synchronismus sich so verhält, wie ein Motor mit nur einem Drehfeld, ist allgemein bekannt und ist in einer Reihe theoretischer Arbeiten über den Einphasenmotor berücksichtigt worden. Steinmetz hat in seiner Arbeit über den Einphasenmotor (siehe Elektrotechn. Zeitschr. 1899, Heft 25 und 26) von der Zerlegung in zwei oszillierende Felder Abstand genommen und hat die Gleichungen des Einphasenmotors dadurch abgeleitet, daß er einen der Armaturgeschwindigkeit proportionalen Quermagnetismus in der Armatur annimmt. In Wirklichkeit ist dieser Quermagnetismus nicht der Armaturgeschwindigkeit direkt proportional, sondern ist eine komplizierte Funktion desselben.

Ich möchte im folgenden zeigen, daß eine theoretisch richtige Zerlegung des oszillierenden Feldes in zwei Drehfelder nicht nur die den tatsächlichen Verhältnissen entsprechenden Resultate gibt, sondern auch einen klaren Einblick in die Verhältnisse des Einphasenmotors gestattet.

1. Statt das oszillierende Feld in zwei Drehfelder zu zerlegen, können wir die das oszillierende Feld erzeugenden Amperewindungen, deren Momentanwert

$$JN \sin 2\pi \sim t$$

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1900, Heft 24.

sei, in folgender Art zerlegen: Wir spalten die

$$JN \cdot \sin 2\pi \backsim t$$

Amperewindungen in

$$\frac{JN}{2} \cdot \sin 2\pi \backsim t$$

und

$$\frac{JN}{2} \cdot \sin 2\pi \backsim t$$

und fügen zwei Windungssysteme

$$+\frac{JN}{2} \cos 2\pi \backsim t$$

und

$$-\frac{JN}{2} \cos 2\pi \backsim t,$$

deren Achsen senkrecht auf der Achse der Windungsebene der

$$JN \sin 2\pi \backsim t$$

sind, hinzu (Fig. 74). Durch diese Spaltung bzw. Hinzufügung von Amperewindungen haben wir die tatsächlich wirkende Anzahl der Amperewindungen nicht verändert;

$$+\frac{JN}{2} \sin 2\pi \backsim t$$

und

$$+\frac{JN}{2} \cos 2\pi \backsim t$$

erzeugen das eine Drehfeld,

$$+\frac{JN}{2} \sin 2\pi \backsim t$$

und

$$-\frac{JN}{2} \cos 2\pi \backsim t$$

das andere, im entgegengesetzten Sinne zum ersten rotierende Drehfeld. Zerlegen wir auf diese Weise ein einphasiges Windungssystem in zwei mehrphasige, so ergibt sich lediglich die Bedingung, daß der durch diese Windungssysteme fließende Strom der Größe nach gleich sei; d. h. ein einphasiges Windungssystem mit N Win-

dungen kann durch zwei hintereinander geschaltete, mehrphasige Wicklungssysteme ersetzt werden, welche Wicklungssysteme pro Phase $\frac{N}{2}$ Windungen haben und wobei eine der Phasenwicklungen der beiden Wicklungssysteme gleichsinnig, die anderen gegensinnig gewickelt sind.

2. Zwei solche in Serie geschaltete Drehfeldwicklungen verhalten sich genau so wie zwei in Serie geschaltete Transformatoren, deren primäre Summenspannung E konstant ist (Fig. 75).

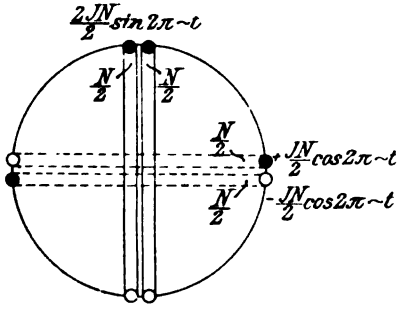


Fig. 74.

Die Impedanzen der beiden Transformatoren (T_1 und T_2) seien ϱ_1 bzw. ϱ_2. Dann

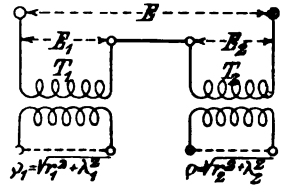


Fig. 75.

verteilt sich die Summenspannung (E) auf die beiden Transformatoren so, daß $E_1 = J\,\varrho_1$ und $E_2 = J\,\varrho_2$, demnach

$$(1) \qquad \frac{E_1}{E_2} = \frac{\varrho_1}{\varrho_2}$$

ist, und E die geometrische Summe der beiden Komponenten E_1 und E_2 vorstellt.

Dies läßt sich wie folgt beweisen:

$$(\alpha) \qquad J = \frac{E}{\sqrt{(r_1 + r_2)^2 + (\lambda_1 + \lambda_2)^2}};$$

dabei ist

$$\varrho_1 = \sqrt{r_1^2 + \lambda_1^2}$$

und

$$\varrho_2 = \sqrt{r_2^2 + \lambda_2^2}.$$

Aus (α) folgt:

$$(\beta) \qquad E^2 = J^2[(r_1^2 + \lambda_1^2) + 2(r_1 r_2 + \lambda_1 \lambda_2) + (r_2^2 + \lambda_2^2)].$$

Setzt man

$$\frac{\lambda_1}{r_1} = \operatorname{tg}\varphi_1$$

und

$$\frac{\lambda_2}{r_2} = \operatorname{tg}\varphi_2 ,$$

dann ist

$$\cos\varphi_1 = \frac{r_1}{\sqrt{r_1^2 + \lambda_1^2}};$$

$$\sin\varphi_1 = \frac{\lambda_1}{\sqrt{r_1^2 + \lambda_1^2}};$$

$$\cos\varphi_2 = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + \lambda_2^2}}$$

und

$$\sin\varphi_2 = \frac{\lambda_2}{\sqrt{r_2^2 + \lambda_2^2}} .$$

Daher

$$(\gamma) \qquad r_1 r_2 + \lambda_1 \lambda_2 = \sqrt{r_1^2 + \lambda_1^2}\,\sqrt{r_2^2 + \lambda_2^2}\cos(\varphi_1 - \varphi_2)$$

(γ) in (β) eingesetzt, ergibt:

$$E^2 = J^2[\varrho_1^2 + 2\,\varrho_1\,\varrho_2\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \varrho_2^2],$$

d. h. aber: $J\varrho_1$ und $J\varrho_2$ setzen sich unter

$$[(\varphi_1 - \varphi_2) - 180°]$$

zu E zusammen.

Da die Impedanz meist aus dem Quotienten aus der Spannung und der bei derselben auftretenden Stromstärke berechnet wird, so ist es bequemer, die Impedanzen ϱ_1 und ϱ_2 direkt durch diese Ströme zu ersetzen. Seien J_1 und J_2 die Ströme, die bei jedem der Transformatoren auftreten, wenn E an ihn allein angelegt wird, so ist

$$J_1 = \frac{E}{\varrho_1}$$

und

$$J_2 = \frac{E}{\varrho_2}$$

und daher

$$(2) \qquad \frac{J_1}{J_2} = \frac{\varrho_2}{\varrho_1} .$$

Durch Zusammenfassung von (1) und (2) ergibt sich:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{J_2}{J_1}. \tag{3}$$

Ist die Impedanz der beiden Transformatoren gleich, sind sie also z. B. gleich gebaut und belastet, so entfällt auf jeden Transformator die halbe Spannung. Ist der eine der Transformatoren ideal kurzgeschlossen, so entfällt die ganze Spannung auf den anderen; d. h. legt man zwei Transformatoren in Serie an eine Spannung E, so verhalten sich die Teilspannungen E_1 und E_2 verkehrt wie die Ströme, die eine gegebene Spannung durch jeden der Transformatoren senden würde. E_1 und E_2 setzen sich geometrisch zu E zusammen.

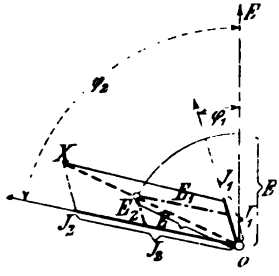


Fig. 76.

3. Diese einfachen Beziehungen gestatten auch, eine graphische Konstruktion der Spannungskomponenten für jeden beliebigen Fall auszuführen. Ist OE der Vektor der EMK. (Fig. 76) und ist

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{\lambda_1}{r_1}$$

und

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{\lambda_2}{r_2},$$

so ist φ_1 der Winkel, den OJ_1 mit OE, φ_2 der Winkel, den OJ_2 mit OE einschließt. Dabei bezeichnet OJ_1 den Vektor von J_1 und OJ_2 den Vektor von J_2. Zeichnen wir nun das Parallelogramm über OJ_1 und OJ_2 und tragen auf der Diagonale OX die EMK. E auf und ziehen die Parallelen zu OJ_1 und OJ_2, so stellt die erstere die EMK. E_2 dar, die letztere die EMK. E_1. Dies folgt aus der Bedingung

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{J_2}{J_1}.$$

4. Da, wie auseinandergesetzt, das Verhalten des Einphasenmotors genau dasselbe sein muß, wie das zweier in Serie geschalteter

Drehfeldmotoren, so müssen wir auch hier annehmen, daß die Summenspannung E sich auf die beiden Motoren (die im folgenden stets I und II heißen sollen) proportional mit den den Relativgeschwindigkeiten des Ankers gegen das Drehfeld I und II entsprechenden Impedanzen[1]) oder verkehrt proportional den den betreffenden Ankergeschwindigkeiten entsprechenden Stromstärken bei konstanter Spannung verteilt. Im Stillstand, wo die Relativgeschwindigkeiten der beiden Felder gegen den Anker gleich sind (sie seien mit $+1$ und -1 bezeichnet), ist auch die Impedanz beider Motoren gleich; es verteilt sich demnach die Spannung auf beide Drehfeldwicklungen zu gleichen Teilen. Bewegt sich der Anker mit der Geschwindigkeit v (in Bruchteilen der Synchrongeschwindigkeit 1 ausgedrückt), so ist die Relativgeschwindigkeit (Schlüpfung) in bezug auf das eine Feld $1 - v$, in bezug auf das andere $1 + v$. Die Impedanzen sind nun nicht mehr gleich. Sind sie jedoch gegeben (etwa aus Versuchen, die an dem Motor als Mehrphasenmotor angestellt wurden, oder aus genauen Berechnungen für den Mehrphasenmotor), so kann man die auf die Motoren I und II entfallenden Spannungskomponenten sofort berechnen. Hat man die Spannungskomponenten, so kann man das Drehmoment für jeden der Mehrphasenmotoren I und II bestimmen und aus der algebraischen Summe dieser das Drehmoment des Einphasenmotors.

Die Impedanz eines Drehfeldmotors nimmt bis zum erreichten Synchronismus mit abnehmender Relativgeschwindigkeit zwischen Armatur und Feld zu. Läuft also der Anker in der Rotationsrichtung des Feldes I, so nimmt die Impedanz des Motors I zu, diejenige des Motors II ab. Daher wird mit zunehmender Geschwindigkeit der Armatur im Sinne des Drehfeldes I die auf den Motor I entfallende Spannung größer, die auf II entfallende Spannung kleiner. Im Synchronismus des Motors I, d. h. wenn der Anker annähernd dieselbe Rotationsgeschwindigkeit hat wie das Drehfeld I, entfällt fast die ganze Spannung auf den Motor I. Während demnach im

[1]) Unter Impedanz ist keineswegs die Impedanz des Sekundärkreises zu verstehen; die einfachste Definition der Impedanz eines Induktionsmotors ist die als reziproker Wert des Stromes bei gegebener Spannung.

Stillstand zwei gleichstarke Drehfelder vorhanden sind, wird mit zunehmender Armaturgeschwindigkeit im Drehungssinn I das Drehfeld II schwächer, das Drehfeld I stärker. Das Umgekehrte würde geschehen, wenn die Armatur in der Richtung II rotieren würde.

5. Um aus den gegeben, gedachten Verhältnissen des Mehrphasenmotors diejenigen des Einphasenmotors zu finden, hat man folgendermaßen vorzugehen: Gegeben seien der Strom und das Drehmoment des Mehrphasenmotors für jede Schlüpfung. Gesucht Drehmoment des Einphasenmotors und Strom für denselben bei jeder Ankergeschwindigkeit. Im Diagramm (Fig. 77) sei OE der Vektor der EMK. E, an welcher der Einphasenmotor liegt. Für die Ankergeschwindigkeit v ist der Strom im Motor I J_{1-v} und der Strom im Motor II J_{1+v}. Diese Ströme geben in ihren Wattkomponenten auch ein Maß für das Drehmoment. Es stellen daher die mit D_I bzw. D_{II} bezeichneten Strecken diejenigen Drehmomente dar, die die Motoren I und II bei der vollen Spannung E entwickeln würden. Um die auf beide Motoren tatsächlich entfallenden Spannungskomponenten E_1 und E_2 zu bestimmen, haben wir — nach dem Früheren — bloß das Parallelogramm aus J_{1-v} und J_{1+v} zu konstruieren, auf der Diagonale OX die Totalspannung E aufzutragen und das ähnliche Parallelogramm mit dieser Diagonale zu zeichnen. Die Parallele zu J_{1+v} ist dann die auf den Motor I entfallende Spannungskomponente, die Parallele zu J_{1-v} ist die auf den Motor II entfallende. Dies gilt für die Ankergeschwindigkeit v im Rotationssinn I.

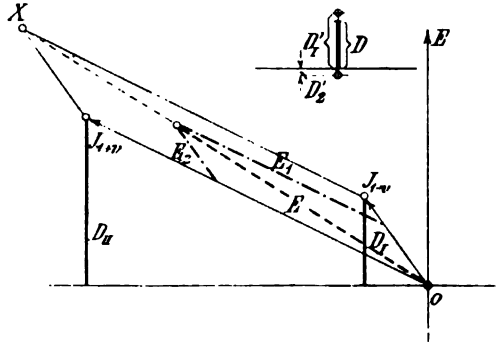


Fig. 77.

Um nun auch die Größe des vom Einphasenmotor abgegebenen Drehmomentes zu finden, haben wir folgendes zu berücksichtigen.

D_I bzw. D_{II} bezieht sich auf eine Totalspannung E. Da am Motor I jetzt bloß eine Spannung E_1 herrscht, so ist

$$D_I' = D_1 \cdot \left(\frac{E_1}{E}\right)^2.$$

Eben deshalb ist

$$D_{II}' = D_{II}\left(\frac{E_2}{E}\right)^2.$$

Das Drehmoment des Einphasenmotors ist

$$D = D_I' - D_{II}' = D_1\left(\frac{E_1}{E}\right)^2 - D_{II}\left(\frac{E_2}{E}\right)^2.$$

Der im Einphasenmotor fließende Strom eilt der Teilspannung E_1 um φ_1, der Teilspannung E_2 um φ_2 nach. Dabei ist

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{\lambda_1}{r_1}$$

und

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{\lambda_2}{r_2}.$$

Zeichnen wir daher ein Diagramm (Fig. 78), in welchem die Teilspannungen E_1 und E_2 miteinander den Winkel $(\varphi_1 - \varphi_2)$ einschließen, so muß der Vektor des Stromes des Einphasenmotors dem Vektor E_1 um φ_1, dem Vektor E_2 um φ_2 nacheilen, er ist also durch OJ (Fig. 78) gegeben, der Winkel, den OJ mit E (der wirkenden Totalspannung) einschließt, ist ψ und ist größer als der Winkel, den der Strom im Drehfeldmotor I mit der wirksamen EMK. einschließt. Unter der Voraussetzung, daß die Stromstärke proportional mit der Spannung ist, läßt sich aus dem Diagramm auch die Stärke des Stromes im Einphasenmotor bestimmen. J_{1-v} entspricht E, folglich entspricht E_1 ein Strom

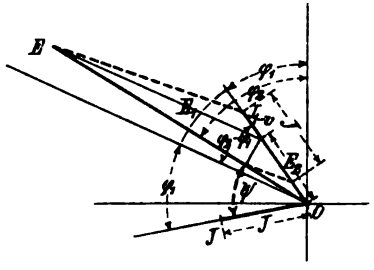


Fig. 78.

$$J = \frac{J_{1-v} \cdot E_1}{E}.$$

Wir können dies graphisch konstruieren, indem wir auf der Diagonale, wo E bereits aufgetragen erscheint, E_1 abtragen (siehe Fig. 78) und die Parallele zu EJ_{1-v} von E_1 aus ziehen. Das auf J_{1-v} abgeschnittene Stück ist der Strom J des Einphasenmotors. Dieselbe Stromstärke hätte sich natürlich auch aus J_2 ergeben.

6. Man ersieht daraus, daß der Strom im Einphasenmotor, der an der Spannung E liegt, durch die Größe OJ (siehe Fig. 78) dargestellt ist. Für den Leerlauf, wo, wie aus einem analog konstruierten Diagramm hervorgehen würde, E_1 fast gleich E wird, ist demnach der Einphasenmotorstrom fast so groß wie der Strom eines Mehrphasenmotors von der halben Windungszahl pro Phase, der an der Spannung E liegt, d. h. eines Mehrphasenmotors mit der doppelten magnetischen Beanspruchung. Für den Fall, daß der Motor so konstruiert ist, daß der Magnetisierungsstrom noch proportional der Kraftliniendichte ist, wäre demnach der Leerlaufsstrom des Einphasenmotors fast doppelt so groß als der des Mehrphasenmotors mit gleicher Windungszahl pro Phase, oder was dasselbe ist, fast doppelt so groß wie der Magnetisierungsstrom des Einphasenmotors selbst. Ist die obige Konstruktionsbedingung nicht eingehalten, sondern der Magnetisierungsstrom für die doppelte Kraftlinienzahl mehr als doppelt so groß, so wächst proportional damit auch der Leerlaufsstrom des Einphasenmotors.

Im Anlaufstadium ist die Impedanz und die Phasenverschiebung für beide Motoren I und II gleich. J_{1-v} und J_{1+v} fallen in dieselbe Richtung, aus dem Parallelogramm wird eine Linie, E wird $= E_1 + E_2$, und zwar, da $E_1 = E_2$ ist,

$$E_2 = \frac{E}{2} \quad \text{und} \quad E_1 = \frac{E}{2}.$$

Würde demnach das Drehmoment bloß eines Motors zur Wirkung kommen, so wäre es

$$D_I' = D \cdot \left(\frac{E_1}{E}\right)^2 = \frac{D}{4};$$

da aber D_{II}' genau gleich D_I' ist, so ist das Anlaufsmoment Null.

Aus dem Strom, Leistungsfaktor und Drehmoment für die Schlüpfung $(1 - v)$ und $(1 + v)$ für den Mehrphasenmotor mit $\frac{N}{2}$

Windungen pro Phase ist der Strom, Leistungsfaktor und das Drehmoment des Einphasenmotors, dessen Armatur mit der Geschwindigkeit v rotiert, gegeben. Demnach ist das ganze Verhalten des Einphasenmotors durch das des Mehrphasenmotors eindeutig bestimmt. Man hat bloß die obigen Konstruktionen für die verschiedenen Armaturgeschwindigkeiten auszuführen.

Aus dem Diagramm (Fig. 78) ist noch ersichtlich, daß die Phasenverschiebung des Einphasenmotors für jede Armaturgeschwindigkeit (ausgenommen $v = 0$) größer sein muß als die des Mehrphasenmotors. Dies ergibt sich übrigens auch durch einfache Überlegung, da, der entwickelten Vorstellung gemäß, dem positives Drehmoment abgebenden Motor stets der andere als induktiver Widerstand vorgeschaltet ist.

Dagegen sind die Ströme des Einphasenmotors mit N Windungen im allgemeinen kleiner als die des Mehrphasenmotors mit $\frac{N}{2}$ Windungen pro Phase. Im Leerlauf sind diese Ströme gleich; im Anlauf ist der Strom des Einphasenmotors nur halb so groß wie der des Mehrphasenmotors. Dies ergibt sich aus dem Diagramm und aus der einfachen Überlegung, daß im Anlaufsmoment zwei solche Mehrphasenmotoren hintereinander geschaltet sind.

Fig. 79, 80, 81 und 82 zeigen die Drehmomentskurven des Einphasenmotors für verschiedenes Verhältnis des Ohm'schen zum induktiven Widerstand im Anker. Es sind darin gezeichnet D_I, die Drehmomentskurve für den komponentalen Mehrphasenmotor mit $\frac{N}{2}$ Windungen pro Phase, wenn er an konstanter Spannung liegt; D_I' bzw. D_{II}' die tatsächlichen von den Mehrphasenmotoren I und II entwickelten Drehmomente, bestimmt durch die bei jeder Ankergeschwindigkeit sich anders ergebenden Teilspannungen am Motor I und II.

Endlich

$$D = D_I' - D_{II}',$$

d. i. die Drehmomentskurve des Einphasenmotors mit N Windungen.

Es erhellt aus diesen Kurven, daß mit steigendem Widerstande im Anker das maximale Drehmoment zwar verkleinert wird, aber

— im Gegensatz zu den Ergebnissen, zu denen die Zerlegung in zwei gleiche Drehfelder führt — unter normalen Verhältnissen — negative Drehmomente, die gleich dem Maximaldrehmomente sind, nicht vorkommen. Negatives Drehmoment hat der Einphasenmotor bloß beim Synchronismus, und zwar ist dieses Dreh-

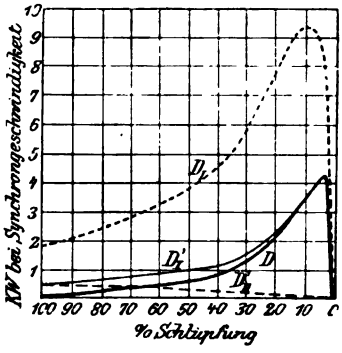


Fig. 79.

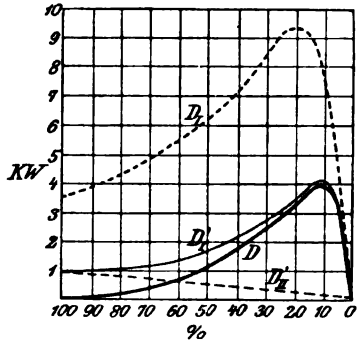


Fig. 80.

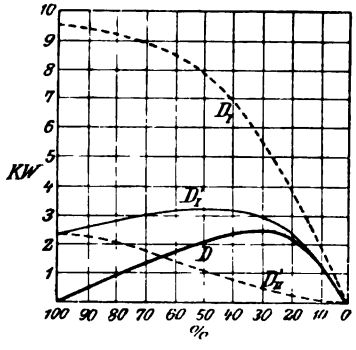


Fig. 81.

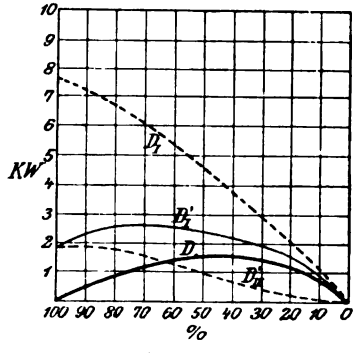


Fig. 82.

moment dadurch gegeben, daß auch beim Synchronismus des Motors *I* die Impedanz dieses Drehfeldmotors nicht unendlich groß ist. Es entfällt also auch im Synchronismus *I* noch ein kleiner Teil der Spannung auf den Motor *II*. Dieser gibt das negative Drehmoment, welches allein vorhanden bleibt, weil das Drehmoment des Motors *I* im Synchronismus Null ist. Je größer der Ankerwiderstand, desto beträchtlicher wird die Impedanz des Motors *II*, daher der auf *II*

entfallende Spannungsteil. Immerhin bleiben die negativen Drehmomente sehr weit hinter den maximalen Drehmomenten zurück.

Die Fig. 83, 84, 85, 86 zeigen die Spannungskomponenten E_1 und E_2 für die beiden komponentalen Drehstrommotoren *I* und *II*

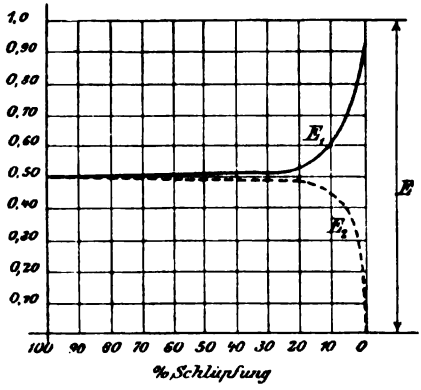


Fig. 83

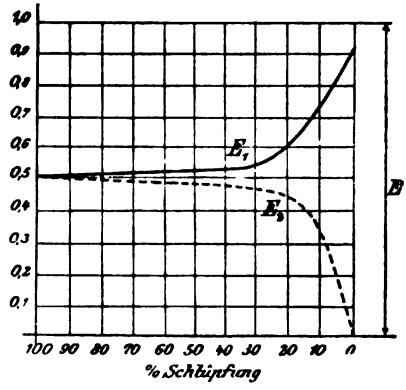


Fig. 84.

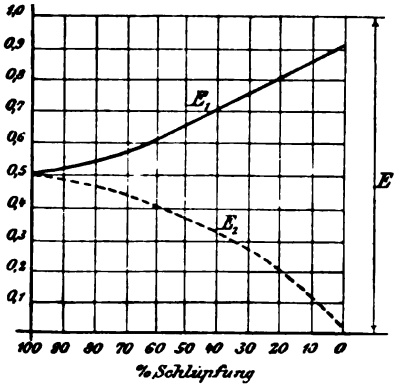


Fig. 85.

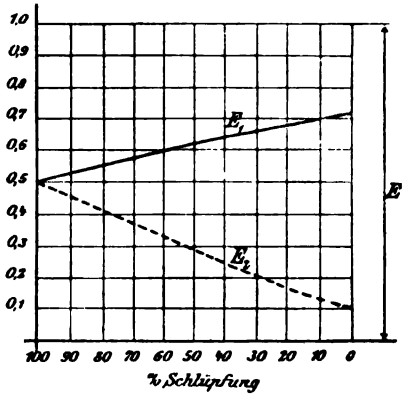


Fig. 86.

als Funktion der Schlüpfung in Prozenten der Synchrongeschwindigkeit. Fig. 83 gehört zu Fig. 79, Fig. 84 zu Fig. 80 usw. Fig. 87 zeigt für einen und denselben Motor (Fig. 84 und 80) die Spannungskomponenten bei den verschiedenen Schlüpfungen.

Wenn man vom Magnetisierungsstrome absieht, ist ein negatives Drehmoment beim Einphasenmotor bis zur Synchrongeschwindig-

keit bei beliebigem Armaturwiderstand unmöglich. Der Nachweis dafür ist folgender: Sieht man nämlich vom Magnetisierungsstrom ab, so sind die zu den verschiedenen Schlüpfungen gehörigen Stromwerte durch die Sehnen eines Kreises dargestellt, so wie es Fig. 88 zeigt. Der Schlüpfungsmaßstab ist eine zum Vektor der EMK. (OE) senkrechte Linie[1]). Die Drehmomente sind durch die Projektionen der Stromwerte auf OE oder, was dasselbe ist, durch die Senkrechten auf OO' dargestellt.

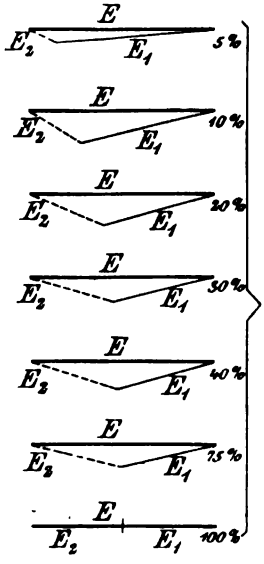


Fig. 87.

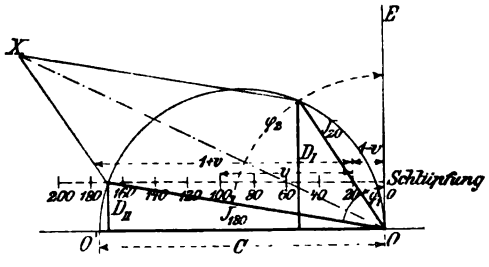


Fig. 88.

Nach dem Früheren ist das Drehmoment des Einphasenmotors:

$$D = D_I\left(\frac{E_1}{E}\right)^2 - D_{II}\left(\frac{E_2}{E}\right)^2 = D_I\left(\frac{J_2}{x}\right)^2 - D_{II}\left(\frac{J_1}{x}\right)^2.$$

J_1 steht allgemein für J_{20} und J_2 für J_{180}.

Nun ist

$$J_1 = C\sin\varphi_1\,,$$

$$J_2 = C\sin\varphi_2\,,$$

$$D_I = C\sin\varphi_1\cos\varphi_1\,,$$

$$D_{II} = C\sin\varphi_2\cos\varphi_2\,.$$

[1]) Bezüglich dieses Schlüpfungsmaßstabes siehe Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1898, Heft 49 u. 50 und S. 82 dieser Sammlung.

Demnach

$$D = \frac{1}{x^2}[C \sin\varphi_1 \cos\varphi_1 C^2 \sin^2\varphi_2 - C \sin\varphi_2 \cos\varphi_2 C^2 \sin^2\varphi_1],$$

$$D = \frac{C^3}{x^2} \sin\varphi_1 \sin\varphi_2 [\cos\varphi_1 \sin\varphi_2 - \sin\varphi_1 \cos\varphi_2],$$

$$D = \frac{C^3}{x^2} \sin\varphi_1 \sin\varphi_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1),$$

d. h. für $\varphi_1 < \varphi_2$ und φ_1 und $\varphi_2 < 180°$ ist D stets positiv.

7. Die Vorstellung der beiden — beim Stillstand der Armatur gleichen — Drehfelder, die sich mit zunehmender Armaturgeschwindigkeit ihrer Größe nach verändern, kann auch substituiert werden durch eine andere, daß nämlich zu den beiden gleichbleibenden Drehfeldern bei der Rotation des Ankers zwei neue Felder hinzutreten, das eine (es heiße f_1) in der Richtung des Drehfeldes I liegend, also dasselbe verstärkend, das andere (es heiße f_2) entgegengesetzt dem Drehfeld II gerichtet, also dieses schwächend. Dies setzt eine Rotation der Armatur im Sinne des Drehfeldes I voraus. Würde der Anker im Sinne des Drehfeldes II rotieren, so würden f_1 und f_2 ihre Zeichen umkehren.

Wäre $f_1 = f_2$, so würden diese beiden neu hinzukommenden Felder ein reines Wechselfeld geben, dessen Phase um 90° derjenigen des ersten (primären) Wechselfeldes nacheilt und dessen Achse auf der Achse des ersten Wechselfeldes senkrecht steht. Für $f_1 = f_2$ müßte folgerichtig $E_1 + E_2 =$ konst. sein, was, wie aus den vorhin abgeleiteten Diagrammen hervorgeht, nicht der Fall ist. Es ist demnach das durch die Rotation des Ankers fiktiv hinzutretende Feld aus zwei — im allgemeinen ungleichen — Drehfeldern f_1 und f_2 zusammengesetzt. Der Verlauf dieser Drehfelder ist nicht bloß eine Funktion der Armaturgeschwindigkeit, sondern, wie aus Fig. 79 bis 82 abgelesen werden kann, von dem Verhältnis des Ohmschen zum induktiven Widerstande im Anker abhängig.

8. Die unmittelbarere, in den Punkten 1—6 behandelte Vorstellung gibt nicht nur ein klares Bild über die Vorgänge im Einphasenmotor, sie gestattet auch, das ganze Verhalten des Einphasenmotors aus demjenigen des Mehrphasenmotors mit derselben Genauigkeit, mit der das letztere bekannt ist, abzuleiten, wobei

irgendeines der bekannten Diagramme oder Versuchsresultate am Mehrphasenmotor zugrunde gelegt werden kann.

Obwohl die Betrachtungen lediglich für den Fall gemacht wurden, daß an eine gegebene EMK. eine Einphasenwicklung gelegt wird, für welche die Impedanzen für die beiden komponentalen Drehfelder mit zunehmender Relativgeschwindigkeit des Sekundärkreises gegen den Primärkreis verschieden werden, finden diese Betrachtungen auch sinngemäße Anwendung auf einphasige induzierte Wicklungen (einachsige Armaturen) und auf solche Fälle, wo in die Armatur eine variable Impedanz eingeschaltet ist (Kaskadenschaltung). Auf die genaue Betrachtung dieser Fälle soll später zurückgekommen werden.

Über einige Diagramme zum asynchronen Wechselstrommotor.[1])

Zu dem Aufsatz des Herrn Prof. Görges in der Elektrotechn. Zeitschr. 1903, Heft 15, möchte ich folgendes bemerken:

1. Herr Görges stellt als Fundamentalgleichung der von Potier und ihm ausgearbeiteten Theorie des einphasigen Induktionsmotors für den Quermagnetismus die Gleichung auf:

$$M_y = M_x \cdot v \cdot \sin \varphi_y . \tag{1}$$

Danach ist der Quermagnetismus seiner Größe nach proportional der Armaturgeschwindigkeit, seiner Phase nach unabhängig von der Armaturgeschwindigkeit und der Größe und Phase nach nahezu senkrecht zum resultierenden Magnetismus in der Achse der Statorwicklung. Görges meint, daß diese Theorie den wirklichen Tatsachen näher komme, als die Theorie der Zerlegung des Wechselfeldes in Drehfelder. In einem Aufsatze, der in der Elektrotechn. Zeitschr. 1900, in Heft 24[2]), erschien, habe ich eine Zerlegung des oszillierenden Feldes des einphasigen Induktionsmotors in zwei Drehfelder gegeben, die mir auch heute noch korrekt erscheint

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1903, Heft 23.

[2]) Siehe S. 100 dieser Sammlung.

und in Punkt 7 gezeigt, wie der Zusammenhang dieser Theorie mit der Theorie des Querfeldes nach Potier, Görges und Steinmetz hergestellt werden kann.

In diesem Aufsatze habe ich die einphasige Wicklung des Stators in zwei gleichsinnig magnetisierende Wicklungshälften zerlegt und eine blinde, aus zwei gegensinnig magnetisierenden Hälften bestehende Wicklung hinzugefügt. Die Wirkung dieser so hinzukommenden Wicklung ist Null. Das Drehmoment des Einphasen-Induktionsmotors entspricht der Summe der Drehmomente jeder der beiden gleichsinnig wirkenden Wicklungshälften, auf welche sich die gesamte Spannung je nach der Geschwindigkeit verteilt. Das Drehmoment einer Phase eines beliebigen Mehrphasenmotors, wie es in Kreisdiagrammen erscheint, ist jedoch der Mittelwert eines periodisch veränderlichen Drehmomentes, d. h. die in der Abhandlung vorkommenden Drehmomente D_I und D_{II} sind keine konstanten Größen, sondern wie die in Fig. 32 des Görgesschen Aufsatzes dargestellten Drehmomente periodisch veränderlich.

2. Trifft demnach dieser Einwurf des Herrn Görges nicht zu, so entsteht die Frage, welches der Unterschied der beiden Theorien ist. Zu diesem Zweck möchte ich im folgenden die Größe des Querfeldes, das sich nach der Theorie der Zerlegung in Drehfelder ergibt, bestimmen, und zwar zunächst für den idealen Motor, dessen Magnetisierungsstrom vernachlässigt werden kann. Nach den in meiner Arbeit in der Elektrotechn. Zeitschr. 1900 gegebenen Gleichungen für die elektromotorischen Kräfte kann man für die Felder folgende Beziehungen aufstellen:

$$F^2 = F_I^2 + F_{II}^2 + 2F_I F_{II}(\cos\varphi_{II} - \varphi_I), \tag{2}$$

$$\cos\varphi_I = \frac{(1-v)\,l}{\sqrt{r^2 + (1-v)^2 l^2}};$$

$$\cos\varphi_{II} = \frac{(1+v)\,l}{\sqrt{r^2 + (1+v)^2 l^2}};$$

hierin bedeutet:

F das resultierende Feld der Statorwicklung;

F_I und F_{II} die komponentalen Drehfelder;

v die Ankergeschwindigkeit im Verhältnis zur Synchrongeschwindigkeit;

$l = 2\pi n L$ ist der dem Streuabfall in einer Rotorphase entsprechende, induktive Widerstand bei n Perioden;

r ist der Ohmsche Widerstand per Rotorphase.

Die Drehfelder F_I und F_{II} rotieren gegensinnig, sie gehen aber nicht gleichzeitig durch die Achse der Statorwicklung. Wir zerlegen nun F_I in zwei Komponenten (x und y), dann ist x ein Drehfeld, das mit F_{II} gleichzeitig durch die Statorwicklungsachse läuft; y läuft um $^1/_4$ Periode später durch.

x und F_{II} geben nun in der Achse der Statorwicklung ein Wechselfeld, dessen Maximalwert gleich ist $[F_{II} + x]$, während sie in der darauf senkrechten Achse ein Wechselfeld mit dem Maximalwert $[F_{II} - x]$ und mit 90° Phasenverschiebung gegen das erstgenannte ergeben.

y gibt ein Wechselfeld in der Achse der Statorwicklung, dessen Maximalwert y ist und das gegen das Feld $[F_{II} + x]$ eine Phasenverschiebung von 90° hat. In der zur Statorwicklung senkrechten Achse gibt y ein Wechselfeld, das 90° Phasenverschiebung gegen $[F_{II} - x]$ besitzt und dessen Maximalwert y ist. In Fig. 89 stellt demnach F das resultierende Feld in der Richtung der Statorwicklungsachse dar, während Q das in der darauf senkrecht stehenden Achse entstehende Wechselfeld vorstellt; dieses letztere Wechselfeld entspricht dem Görgesschen Querfeld und ist nach dem Früheren durch folgende Gleichungen gegeben:

$$Q^2 = [F_{II} - x]^2 + y^2,$$
$$x = F_I \cos(\varphi_{II} - \varphi_I),$$
$$y = F_I \sin(\varphi_{II} - \varphi_I).$$

Hieraus ergibt sich:

$$Q^2 = F_I^2 + F_{II}^2 - 2F_I F_{II} \cos(\varphi_{II} - \varphi_I). \tag{3}$$

Nun ist:

$$\frac{F_{II}}{F_I} = \frac{1-v}{1+v} \cdot \frac{\sqrt{r^2 + (1+v)^2 l^2}}{\sqrt{r^2 + (1-v)^2 l^2}} \tag{4}$$

und

$$\cos(\varphi_{II} - \varphi_I) = \frac{r^2 + (1-v)^2 l^2}{\sqrt{r^2 + (1+v)^2 l^2}\sqrt{r^2 + (1-v)^2 l^2}}. \tag{5}$$

Faßt man diese zwei letzten Gleichungen mit (2) und (3) zusammen, so erhält man nach einigen Transformationen:

$$\frac{Q^2}{F^2} = \frac{r^2 v^2}{r^2 + l^2(1-v^2)^2},$$

$$(6) \qquad Q = vF \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{l^2(1-v^2)^2}{r^2}}}.$$

Die Phasenverschiebung zwischen Q und F ist definiert durch den Winkel ψ in Fig. 89; es ist

$$\psi = 180 - (\alpha + \beta),$$

worin

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{y}{x - F_{II}},$$

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{x + F_{II}}{y}.$$

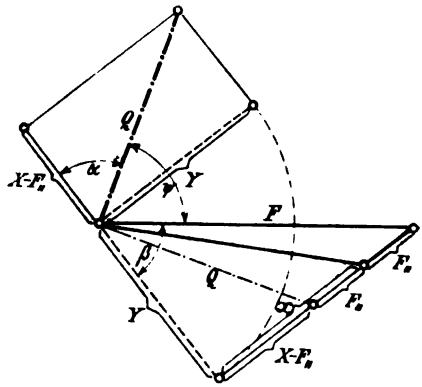


Fig. 89.

Nach einigen Substitutionen folgt

$$(7) \qquad \cos\psi = 2\frac{F_{II}}{F} \cdot \frac{y}{Q},$$

für $v = \theta$ ist $\frac{y}{Q} = \frac{0}{0} = 1$

$$F_{II} = \frac{F}{2}, \quad \text{daher } \psi = \theta,$$

für $v = 1$ ist $\frac{y}{Q} = \frac{1}{1} = 1$

$$F_{II} = \theta, \quad \text{daher } \psi = 90^0.$$

Die Gleichungen (6) und (7) geben kein vollkommenes Bild, weil sie eben unter der Annahme eines vernachlässigbar kleinen Magnetisierungsstromes abgeleitet wurden. Macht man diese Annahme nicht, dann werden die Gleichungen wenig übersichtlich, und es empfiehlt sich dann, das Querfeld nach der in Fig. 90 gegebenen, graphischen Methode aus dem Kreisdiagramm des Mehrphasen-

motors zu entwickeln. Das Diagramm erfordert keine weitere Erläuterung.

Das Querfeld ist demnach nach der Theorie der Zerlegung in zwei Drehfelder keine einfache Funktion der Geschwindigkeit mehr. Insbesondere ergibt die Theorie der Zerlegung in zwei Drehfelder, daß auch die Phase des Drehfeldes eine Funktion der Geschwindigkeit ist. Nur für $l = 0$, d. h. für vernachlässigbare Rotorstreuung wird

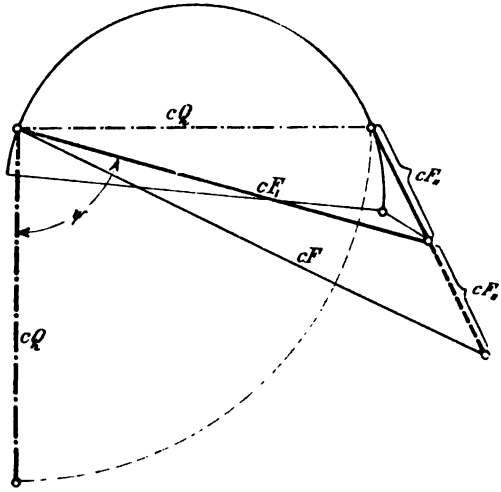


Fig. 90.

$$Q = v \cdot F ,$$

da

$$\varphi_{II} = \varphi_I ; \quad \cos(\varphi_{II} - \varphi_I) = 1 ; \quad \frac{F_I}{F_{II}} = \frac{1 - v}{1 + v} ;$$

$$F_I + F_{II} = \text{konst.} = F ;$$

d. h. das Querfeld ist dann direkt proportional dem resultierenden Feld in der Achse der Statorwicklung und, wie die Fig. 91 zeigt, der Phase nach stets senkrecht auf dem resultierenden Magnetismus in der Richtung der Wicklungsachse.

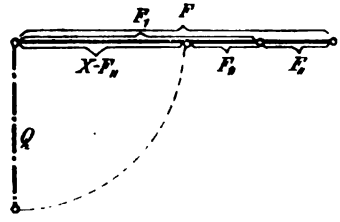


Fig. 91.

3. Der oben angeführte, charakteristische Unterschied der beiden Theorien gestattet in gewisser Beziehung auch eine experimentelle Prüfung. In Fig. 92 ist die Schaltung angegeben, nach welcher eine solche experimentelle Prüfung an einem Einphasenmotor vorgenommen wurde; sie besteht im wesentlichen aus 3 Spannungsmessungen[1]).

[1]) In Fig. 92 und 94 ist $\Delta_{,,}$ mit Δ zu vertauschen, um die Übereinstimmung mit Fig. 93 und 95 herzustellen.

Diese Methode ist insofern ungenau, als an Stelle des resultierenden Feldes der Statorwicklung das totale Feld der Statorwicklung

Fig. 92.

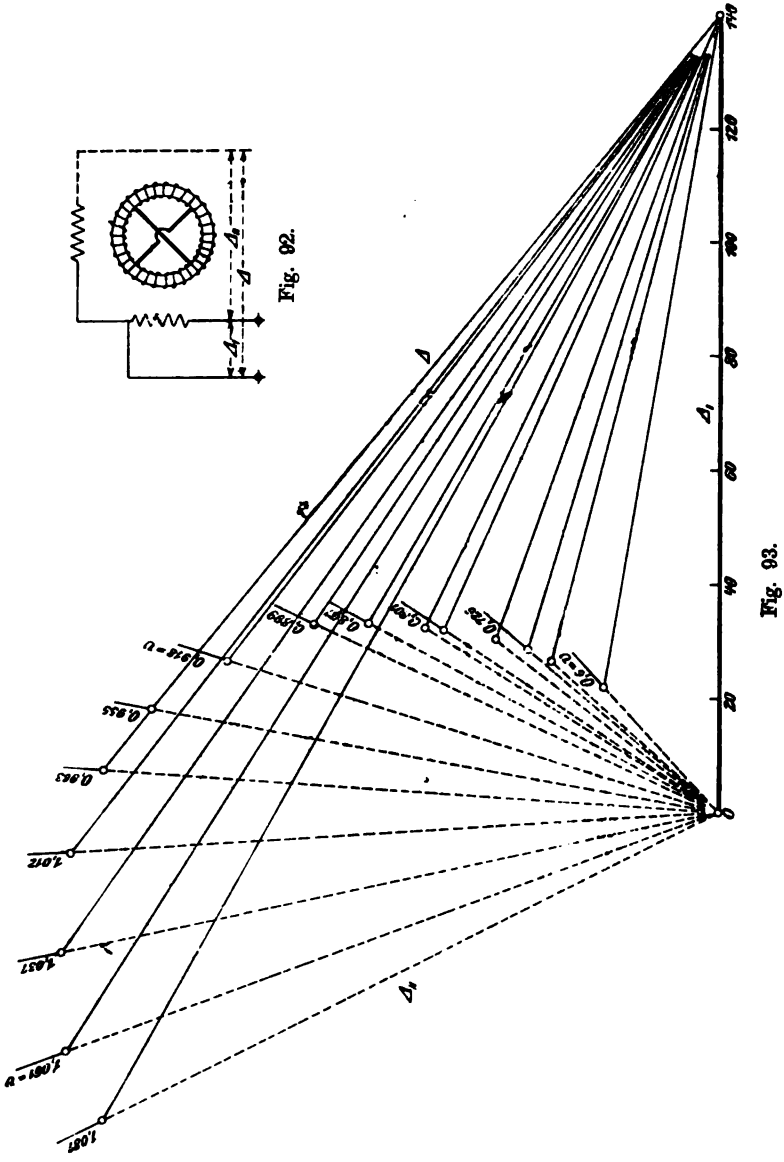


Fig. 93.

gemessen wird. Der Abfall durch Ohmschen Widerstand und Streuung in der Statorwicklung wird demnach bei dieser Wick-

lung mitgemessen. Die Resultate dieser Messungen sind in Fig. 93 wiedergegeben. Diese Resultate zeigen eine weit bessere Übereinstimmung mit der Theorie der Zerlegung in zwei Drehfelder als mit der Theorie des Quermagnetismus nach Görges-Potier.

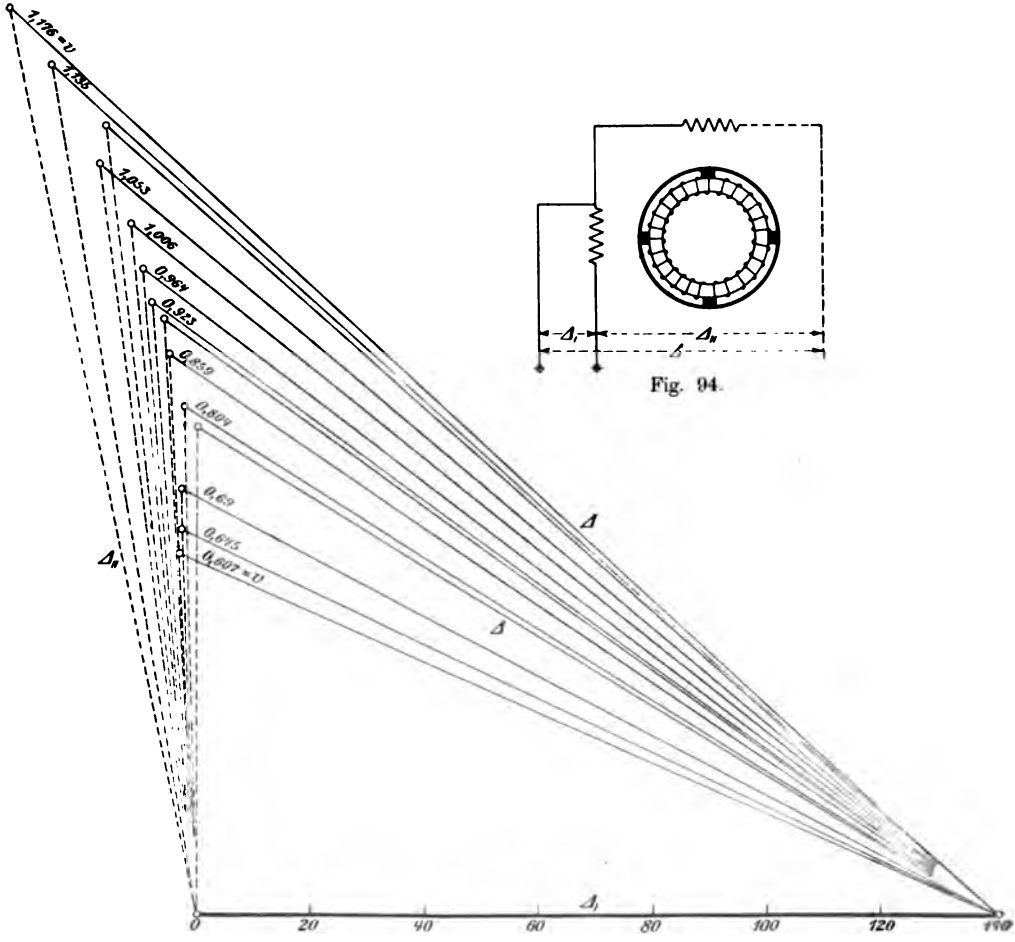


Fig. 95.

Noch will ich bemerken, daß der Satz auf Seite 273 der Elektrotechn. Zeitschr. 1903, Heft 15, daß zur Erzielung eines großen Drehmomentes der Widerstand des induzierenden Teiles so klein wie nur möglich gemacht werden muß, mit vielfachen experimen-

tellen Tatsachen nicht stimmt. Bei Geschwindigkeiten unterhalb des Abfallwertes gibt es nämlich stets einen günstigsten Widerstand, wie dies auch in meiner Arbeit Elektrotechn. Zeitschr. 1900, Heft 24 gezeigt ist.

4. Es scheint mir, als ob die von Herrn Görges gegebene Theorie nicht einem gewöhnlichen Einphasen-Induktionsmotor, sondern einem Motor mit einphasiger Statorwicklung und einem über zwei Bürstenachsen kurzgeschlossenen Gleichstromanker entspricht. In Fig. 94 und 95 ist ein solcher Motor schematisch dargestellt und sind die Resultate der Messungen des Querfeldes wiedergegeben. Das Querfeld erscheint in diesem Falle der Phase nach von der Geschwindigkeit nur insofern abhängig, als der Abfall infolge des primären Ohmschen Widerstandes und der primären Streuung in Betracht kommt.

Zur Theorie des asynchronen Wechselstrommotors.[1])

Die Bemerkungen des Herrn Prof. Görges in der Elektrotechn. Zeitschr. 1903, Heft 34, Seite 691 haben einen Irrtum in meiner Anschauung aufgedeckt. Herr Prof. Görges verstand in seinem Artikel in der Elektrotechn. Zeitschr. 1903, Heft 15 unter M_z den resultierenden Magnetismus im Rotor und nicht — wie ich annahm — den resultierenden Magnetismus des Motors oder das Luftfeld. Deshalb sind die in Fig. 32[2]) meiner Zuschrift (Elektrotechn. Zeitschr. 1903, Heft 23, Seite 497) dargestellten, experimentellen Ergebnisse in Übereinstimmung mit der „Theorie des Querfeldes" ebenso wie sie mit der „Theorie der Zerlegung in zwei Drehfelder" in vollkommener Übereinstimmung sind. Hiermit scheint durch den Görgesschen Aufsatz die letzte Unklarheit in der Theorie des Einphasenmotors beseitigt zu sein.

Die Frage, welche Theorie den Vorzug verdient, will ich — da Herr Prof. Görges seine Anschauung als subjektive bezeichnet —

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1904, Heft 2.

[2]) Siehe Fig. 93 des vorhergehenden Aufsatzes.

nicht weiter verfolgen. Ich halte beide Theorien für physikalisch begründet und anschaulich und daher gleichwertig. Aber der Hinweis des Herrn Prof. Görges auf das Querfeld scheint mir nicht glücklich zu sein. Beim Gleichstrommotor entsteht mit zunehmender Last ein Querfeld (ein Teil der sogenannten Ankerrückwirkung), das man beliebig schwächen kann, ohne die Wirkung des Motors zu verschlechtern. Beim Einphasenmotor ist das entstehende Querfeld das eigentliche Magnetfeld, das mit den Arbeitsamperewindungen der Ständerwicklung das Drehmoment ergibt. Dieses Querfeld des Einphasenmotors hängt im wesentlichen von

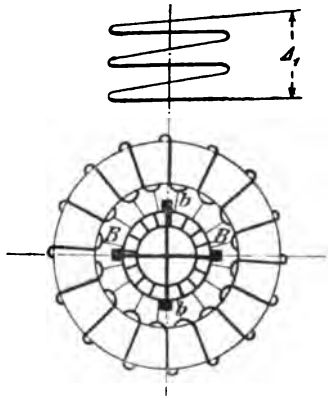


Fig. 96.

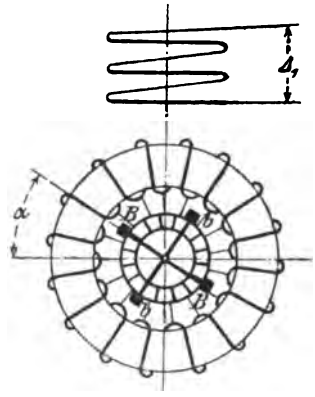


Fig. 97.

der Geschwindigkeit ab und wird mit zunehmender Last kleiner. Durch Schwächung des Querfeldes beim Einphaseninduktionsmotor wird die Funktion des Motors verschlechtert. Physikalisch ist also der Charakter des Querfeldes des Einphaseninduktionsmotors grundverschieden von demjenigen des Gleichstrommotors.

Aber die Analogie mit dem Gleichstrommotor ist nicht erforderlich, um der „Theorie des Querfeldes" für den Einphaseninduktionsmotor den physikalischen Inhalt zu geben.

Ich möchte noch kurz auf den in Fig. 96 dargestellten Fall des Induktionsmotors mit mehrachsig kurzgeschlossener Kollektorarmatur zurückkommen. Bei diesem ist — die in Fig. 96 gezeichnete

Bürstenstellung vorausgesetzt — das Querfeld tatsächlich in Phase mit dem Luftfeld. Die in Fig. 33 (95)[1]) meiner Abhandlung in Heft 23 angegebenen Versuchsergebnisse sind an dem gleichen Motor wie die in Fig. 32 (93) aufgenommen. Hier war der Rotor direkt kurzgeschlossen — dort über den Kollektor und Bürsten. Herr Görges geht also fehl, wenn er meint, daß es sich im Falle der Fig. 33a (94) um einen Motor mit geringem Ohmschen Widerstande und geringerer Streuung, also anscheinend um einen größeren Motor und vielleicht um eine geringere Periodenzahl handelt. Es ist vielmehr die gleiche Spannung, die gleiche Periodenzahl und die gleiche Ständer- und Läuferwicklung verwendet worden. Der Läufer hatte im Falle Fig. 33 (95) eher einen größeren Widerstand, da er über Bürsten geschlossen war. Das Verhalten der Anordnung Fig. 33a (94) meiner Abhandlung, Heft 23, 1903, Seite 447 oder Fig. 96 dieser Bemerkungen muß aber auch ein solches sein, wie es das Experiment ergibt. Denn die EMK. zwischen den Bürsten BB ist proportional der Geschwindigkeit und dem Luftfeld und in Phase mit dem Luftfeld. Dieses aber weicht der Phase nach von der Phase des der Gesamtspannung entsprechenden Feldes weit weniger ab, als das Innenfeld des Rotors (das Görgessche M_z). Der EMK. zwischen den Bürsten BB entspricht aber das Querfeld. Wenn die Punkte BB äquipotential zu bb liegen — wie dies in Fig. 96 oder Fig. 33a (94), Heft 23, 1903 gegeben ist —, so ist das Luftfeld von dem Ohmschen und induktiven Abfall der zwischen bb verlaufenden Arbeitsströme im Rotor unabhängig.

Interessant ist es übrigens, daß der Motor, wenn man die Bürsten BB und bb um einen bestimmten Winkel aus der in Fig. 96 angegebenen Lage verschiebt (siehe Fig. 97), mit hoher Zugkraft anläuft und dennoch seinen Synchronismus hält. Darauf und auf den Einfluß der Bürstenstellung komme ich demnächst an Hand von Versuchsresultaten zurück.

---

[1]) Die entsprechenden Figuren in dieser Sammlung sind in Klammern beigegeben.

Über die Bremsung von Induktionsmotoren mit besonderer Berücksichtigung ihrer Verwendung für Bahnen.[1])

Der mehrphasige Induktionsmotor hat zwei Zustände, in denen er mechanische Arbeit aufnimmt. Der eine ist der übersynchrone Lauf, der andere die Gegenrotation des Ankers gegen das Feld. Hat man einen mit einer Wagenachse, die sekundlich N mal umläuft, fest gekuppelten Motor, der mit Strom von der Periodizität $\sim$ gespeist wird und der p Polpaare pro Phase hat, so ist die sekundliche Umlaufszahl des Feldes $n = \frac{\sim}{p}$; für den normalen Lauf des Motors ist seine Umlaufszahl $N < n$; dabei ist stets gedacht, daß beide Umlaufszahlen (im Falle einer Übersetzung zwischen Motor- und Wagenachse) auf ein und dieselbe Achse, z. B. die Motorachse, bezogen sind. Die Bedingung für die Aufnahme mechanischer Arbeit, also für die Bremsung, ist: entweder $N > n$ oder n negativ gegenüber N. Da N dem Zeichen und der Größe nach durch die Zugsbewegungsrichtung und Zugsgeschwindigkeit festgelegt erscheint, ist die erste der beiden Bedingungen ($N > n$) nur dadurch erfüllbar, daß n kleiner wird, d. h. $\sim$ geringer oder p größer wird, die zweite der beiden Bedingungen (n negativ gegenüber N) nur dadurch erfüllbar, daß n dem Zeichen nach verändert, d. h. die Umlaufsrichtung des Feldes umgekehrt wird. Man kann daher den Bremszustand in dreierlei Art hervorrufen:

I. Indem man die Erregung durch einen Strom von niedrigerer Periodenzahl bewirken läßt; der Motor kommt in den Zustand des Übersynchronismus ($N > n$).

II. Indem man die Polzahl pro Phase vergrößert; die Umlaufszahl des Feldes wird verringert ($N > n$).

III. Indem man die Feldrotationsrichtung umkehrt durch Umschalten der Feldwicklung (n wird von entgegengesetztem Zeichen wie N).

---

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1898, Heft 47.

Die Periodenzahl für diesen Bremszustand III kann gleich oder verschieden von derjenigen für den Betrieb des Motors sein. Auch kann gleichzeitig eine Veränderung der Polzahl stattfinden.

Diese Bremszustände sind aber durchaus nicht äquivalent.

In I und II befindet sich die Maschine im Zustande nutzbarer Bremsung, da im Übersynchronismus elektrische Arbeit nach außen abgegeben wird. Bezeichnen wir mit s die Gleitung, bezogen auf die primäre Periodenzahl als Einheit, so ist der Zustand des Übersynchronismus charakterisiert durch ein negatives s; der Wirkungsgrad des Rotors (Ankers) ist: $(1 - s)$ und daher größer als 1, d. h. der Anker nimmt mehr mechanische Energie auf (denn die Drehmomente werden gleichzeitig mit s wesentlich negativ), als er elektrische Energie liefert. Aus dem Motor ist also ein Generator geworden, dessen Wirkungsgrad des Rotors $= \frac{1}{1-s}$ oder, wenn wir für s den absoluten Wert einsetzen, $= \frac{1}{1+s}$ ist.

Ganz anders funktioniert die Maschine in dem durch III gekennzeichneten Zustand. Der Anker ist gegenläufig dem Feld gegenüber. Da $s > 1$ ist, aber vom selben Zeichen wie beim Motor, so hat sich der Sinn der Induktion nicht geändert; wohl ist sie stärker geworden, doch das Anwachsen der Impedanz (wegen der erhöhten Periodizität der Ankerströme) läßt den Strom, wenn auch nur langsam, schwächer werden; die rückläufige Bewegung erfordert mechanische Arbeit. Der Wirkungsgrad des Rotors ist wieder: $(1 - s)$; er ist wesentlich negativ; in der Tat wird das Drehmoment primär einmal aufgewendet und sekundär s mal verbraucht. Da $s > 1$ ist, wird mehr Arbeit verbraucht, als primär geliefert wird; der Überschuß $(s - 1)$ wird als mechanische Arbeit aufgenommen. Es ist also möglich, durch Überführung des Motors in diesen Zustand (III) eine Bremsung zu vollführen, doch kann das niemals eine Nutzbremsung werden, da die mechanisch aufgenommene Arbeit im Anker selbst verbraucht wird. Im Gegenteil, es wird während der ganzen Dauer der Bremsung der Stromverbrauch in der ungefähren Größe des Anlaufsstromes fortdauern.

Da die Bremsung von Mehrphasenmotoren für die elektrische Traktion unmittelbare Bedeutung hat, so sollen im folgenden

einige Bemerkungen über die verschiedenen Methoden derselben gemacht werden. Dabei wird ausgegangen von der Kurve, die die Drehmomente als Funktion der Tourendifferenz zwischen dem Rotor (Anker) und dem Feld darstellt. Dieser Verlauf ist unabhängig von der äußeren Periodenzahl $\sim$, sofern das resultierende Feld konstant gedacht ist; ja selbst dann noch, wenn das resultierende Feld infolge der verschiedenen Sekundär- resp. Primärströme nicht konstant ist. Denn auch diese Ströme hängen bloß von der Tourendifferenz $(n - N)$ ab. Wir können also statt der nach der bekannten Drehmomentsgleichung konstruierten Drehmomentskurve auch eine rektifizierte Kurve oder eine an einem Versuchsmotor gefundene zur Grundlage der folgenden Konstruktionen machen. Die Generatordrehmomente haben in erster Annäherung für die negativen Tourendifferenzen $(N > n)$ dieselben Werte, wie die Motordrehmomente für die gleichen positiven Tourendifferenzen. Genauer genommen ist jedoch jedes Generatordrehmoment größer als das entsprechende Motordrehmoment; die sekundären Verluste sind dadurch gegeben, daß das Generatordrehmoment $(1 + s)$ mal aufgewendet wird und nur einmal erscheint, aber die primären Verluste müssen teilweise durch ein zusätzliches Drehmoment (t) gedeckt werden[1]). Der andere Teil, die sogenannten Erregerverluste im Primärkreise (ε), werden durch die für die Erregung aufgewendete Arbeit gedeckt. Ist daher T das Motor- resp. Generatordrehmoment für die Tourendifferenz $(N - n)$, so ist der Wirkungsgrad der Bremse an sich:

$$\frac{2\pi T \cdot n}{2\pi(T + t)N + \varepsilon} = \eta_0,$$

wobei T, t in mkg, ε in mkg pro Sekunde, n, N als Umlaufszahlen pro Sekunde gedacht sind.

Dieses η_0 bezieht sich nur auf die Maschine; der Wirkungsgrad der Bremsung eines Zuges enthält im Nenner als additiven Bestandteil noch jene bei der Umlaufszahl N aufgewendete sekundliche Arbeit, welche für die Zugsfortbewegung aufkommt. Ist die Zugs-

[1]) Durch dieses t sollen alle Verluste gedeckt werden, die nur von der Tourendifferenz zwischen Rotor und Feld herrühren.

geschwindigkeit bei der Umlaufszahl N gleich v m, G das Gewicht in Tonnen, f der Traktionskoeffizient in kg pro Tonne, so ist die sekundliche Arbeit

$$G \cdot f \cdot v \text{ mkg pro Sekunde.}$$

Auf diese Weise bekommt man den Wirkungsgrad während der elektrischen Bremsung η_e. Hat man nur q % elektrisch gebremst und den andern Teil mechanisch, so ist der Wirkungsgrad der ganzen Bremsung

$$\eta = \frac{q}{100} \cdot \eta_e < \eta_e .$$

Sieht man von ε ab, d. h. $\varepsilon = 0$, so ist der Wirkungsgrad der Bremse an sich

$$\eta_0 = \frac{2\pi T \cdot n}{2\pi \cdot (T + t) N} = \frac{T \cdot n}{(T + t) N} ;$$

der Wirkungsgrad während der elektrischen Bremsung

$$\eta_e = \frac{2\pi T \cdot n}{2\pi (T + t) N + G \cdot f \cdot v} ;$$

endlich der Wirkungsgrad der ganzen Bremsung

$$\eta = \frac{q}{100} \eta_e .$$

Dies alles gilt für den Fall des übersynchronen Laufes (I und II). Für den Fall der Gegenrotation (III), wo der zu bremsende Motor über das Anlaufsstadium zum Synchronismus käme, ist der Wirkungsgrad in erster Annäherung $(1 - s)$, d. i., da $s > 1$, wesentlich negativ. Bremsend wirken hier bloß die negativen Drehmomente und die Drehmomente, welche zur Zugsfortbewegung erforderlich sind. Ein zusätzliches Drehmoment gibt es nicht, denn die primären Verluste werden von außen gedeckt.

Ist es auf diese Weise möglich, die bremsenden Drehmomente für jede Tourendifferenz zwischen Rotor (Anker) und Feld zu bestimmen, so erübrigt es nur noch, die abzubremsenden Energien im Diagramm in entsprechender Weise ersichtlich zu machen. (Siehe Fig. 98—102.) Die sekundlichen Touren der Wagenachse (eventuell reduziert, der Motorachse) sind im gleichen Maße wie die Touren-

differenz zu messen; der Länge von n entspricht die totale Wagengeschwindigkeit. n ist die sekundliche Umlaufszahl des Feldes im normal arbeitenden Motor, der an der Periodenzahl $\sim$ liegt. Legt man den Motor zwecks Überführung in den Bremszustand (nach I oder II) an eine andere Periodenzahl oder verändert die Polzahl, so wird die Umlaufszahl des Feldes eine andere, n_B. Für den Stillstand ist jetzt die Tourendifferenz zwischen Rotor und Feld $= n_B$; es ist also der Punkt des Stillstandes ($v = 0$) des Wagens im Diagramm charakterisiert (0). Ist, wie in I und II, $n_B < n$, so entspricht der vollen Wagengeschwindigkeit (Beginn der Bremsung) ein Punkt (v) rechts, der vom Stillstandpunkt (0) um N entfernt ist. Ist aber, wie im Bremszustand III, n_B negativ, dann entspricht der vollen Wagengeschwindigkeit ein Punkt v links um N entfernt. Den Punkten zwischen 0 und v entsprechen die dazwischenliegenden Wagengeschwindigkeiten v_1.

Setzt man $m = \frac{G \cdot 1000}{9{,}81}$ und trägt zu jedem jener Punkte (v_i) die Größe $\frac{m}{2} v_i^2$ auf, d. i. die im Wagen befindliche Energie, so ergibt sich ein Parabel, darstellend die zwischen irgend zwei Wagengeschwindigkeiten abzubremsenden Energien. Für den Abfall der Geschwindigkeit von v_i auf $v_i - dv_i$ ist eine Leistung $m v_i dv_i$ aufzunehmen. Die Summe der Drehmomente, welche von der Maschine und zur Fortbewegung erfordert werden, sei D_i; zu v_i gehört die Umlaufszahl N_i; es muß dann

$$\underbrace{2\pi D_i \cdot N_i}_{\text{Effekt in mkg pr. Sek.}} \cdot d\tau_i = \underbrace{m v_i dv_i}_{\text{Arbeit}}$$

sein.

$d\tau_i$ ist jene unendlich kleine Zeit, die erforderlich ist, um die Geschwindigkeitsänderung dv_i hervorzurufen.

Fassen wir eine endliche Geschwindigkeitsänderung von v_i bis v_k ins Auge; das mittlere Bremsdrehmoment sei D_i und die Tourenzahl sei N_i, so ist

$$\underbrace{2\pi D_i N_i \tau_i}_{B_i} = \underbrace{\frac{m}{2}(v_i^2 - v_k^2)}_{A_i},$$

woraus sich τ_i ergibt.

In den Diagrammen ist stets A_i als die Differenz von zwei aufeinanderfolgenden Ordinaten der Kurve L (Zugsenergiekurve) gegeben. B_i, die sekundäre Bremsleistung, ist ebenfalls direkt ersichtlich gemacht, und zwar folgendermaßen:

Es sei eine bestimmte Geschwindigkeit v_i herausgegriffen; die zugehörige Umlaufszahl sei N_i, das Generatordrehmoment T_i, das zusätzliche Drehmoment t_i. Die zusätzliche Bremsleistung ($z_i = t_i \cdot N_i$) ist bloß abhängig von der Tourendifferenz, d. h. dem Strom und kann daher durch einen Maßstab mit sekundl. mkg als Einheit gemessen werden. Anders $T_i \cdot N_i$ und $G \cdot f \cdot v_i$; T_i ist

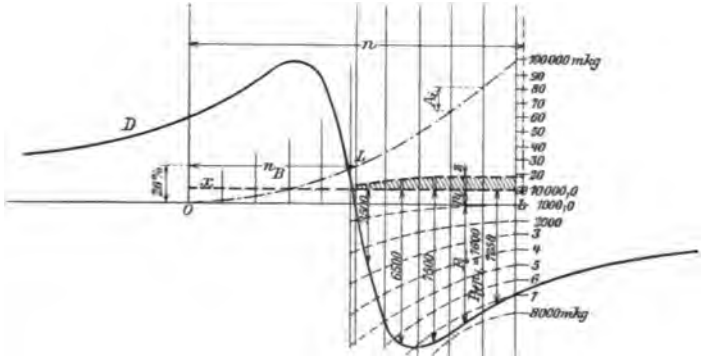


Fig. 98.

durch die Drehmomentskurve, $G f$ durch eine parallele Linie zur Abszissenachse charakterisiert; für eine bestimmte Geschwindigkeit könnte man die Größe der Bremsdrehmomente auch als Maß der Bremsleistung auffassen. Ist dies für irgendeine Geschwindigkeit getan, dann findet man aus dem Bremsdrehmomente bei halber Geschwindigkeit die Bremsleistung, indem man mit einem Maßstab von doppelt so großer Einheit mißt; bei doppelter Geschwindigkeit, indem man mit einem Maßstab von halb so großer Einheit mißt. Verbindet man die gleichlautenden Punkte der Maßstäbe für die verschiedenen Geschwindigkeiten, so erhält man Kurven, die Punkte konstanter Leistung verbinden, und es ist möglich, die Leistungen bei jeder Geschwindigkeit direkt abzulesen. Summiert man die sekundliche Bremsleistung $[G f v_i + T_i N_i]$, abgelesen an dem Maßstab konstanter Leistung, und die zusätzliche Bremsarbeit

$z_i = t_i \cdot N_i$, die separat abgelesen wird, weil sie nicht von der Wagengeschwindigkeit abhängt, so erhält man die sekundliche Bremsleistung

$$B_i = 2\pi D N_i = T_i N_i + G f \cdot v_i + t_i N_i = P_i + p_i + z_i$$

(siehe Fig. 98); die Dauer der Zeit, um die Energie A_i durch eine sekundliche Bremsleistung B_i aufzunehmen, ist $\tau_i = \frac{A_i}{B_i}$.

Nutzbringend ist bei den Bremsungen nach I und II stets $T_i \cdot n_B = \mathfrak{N}_i$; man kann also am Maßstab für die Synchrongeschwindigkeit direkt die Nutzleistung ablesen.

Die totale Bremszeit findet man durch Summation der Teilbremszeiten

$$[\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \ldots].$$

Bildet man die Summe der Produkte aus den Nutzleistungen und denjenigen Zeiten, während welcher sie abgegeben werden, so erhält man die totale zurückgegebene Arbeit bis auf die Erregungsverluste. Diese zurückgegebene Arbeit ins Verhältnis zur totalen Zugsenergie gesetzt, gibt den Wirkungsgrad η der ganzen Bremsung. Setzt man die zurückgegebene Arbeit ins Verhältnis zur elektrisch abgebremsten Zugsenergie, so erhält man den Wirkungsgrad während der elektrischen Bremsung η_e.

In Bremsungen nach III hat bloß die Bestimmung der Bremszeit einen Sinn, da eine Nutzbremsung nicht vorliegt[1]).

Die in den Fig. 98—100 dargestellten Fälle beziehen sich auf einen 20-t-Wagen, dessen normale Fahrgeschwindigkeit 36 km per Stunde, d. i. 10 m per Sekunde beträgt. Der Wagen fährt auf einer Strecke, die mit 60 periodigem Strom gespeist ist; er hat einen oder

---

[1]) Die Bremszeit hätte sich auch aus den Zugkräften berechnen lassen; ist Z die Zugkraft am Radius, dessen Endpunkt die Geschwindigkeit v hat, so ist:

$$Z v \tau = \frac{m}{2}(v_i^2 - v_k^2),$$

$$v = \frac{v_i + v_k}{2},$$

$$Z \tau = m(v_i - v_k);$$

also:

$$\tau = \frac{m(v_i - v_k)}{Z}.$$

mehrere Motoren, die bei 9% Schlüpfung zusammen 66 KW leisten; das maximale Drehmoment ist bei 16% Schlüpfung (immer auf die normale Periodenzahl bezogen) rund $^4/_3$mal das Drehmoment bei 9% Schlüpfung. Die normale Fahrt ($v = 10$ m) entspricht einer Schlüpfung von ca. 3 %. Demselben Drehmoment, wie von 66 KW bei 9% Schlüpfung, würde bei normaler Wagengeschwindigkeit ca. 70 KW = 7000 mkg Leistung entsprechen; die Größe des Drehmomentes von ca. 9% Schlüpfung entspricht also bei voller Wagengeschwindigkeit einer sekundlichen Leistung von ca. 7000 mkg.

Teilt man diese Strecke in 7 Teile, so erhält man das Maß von 1000 mkg pro Sekunde für die Geschwindigkeit $v = 10$ m. Nimmt man diese Einheit doppelt und konstruiert mit der neuen Einheit einen Maßstab für die halbe Geschwindigkeit usw., so erhält man den Leistungsmaßstab, der in den folgenden Figuren mit der Abszissenachse $x\,x$ eingezeichnet ist; $x\,x$ ist die im Abstande $G\,f\,v$ (im Maßstab v gemessene) zur Abszissenachse der Drehmomente parallel gezogene Linie

$$G\,f\,v = 20 \cdot 5 \cdot 10 = 1000 \text{ mkg}.$$

Von der neuen Abszisse zähle man die sekundlichen Bremsleistungen und addiere die zusätzlichen Leistungen z hinzu, die durch die Ordinaten der schraffierten Fläche oberhalb $x\,x$ gegeben erscheinen; diese Ordinaten sind unabhängig von der momentanen Geschwindigkeit an einem mkg-pro-Sek.-Maßstab abzumessen. Sie sind beispielsweise im Maßstab für v gezeichnet und sind daher daselbst abzugreifen.

Die Kurve L der lebendigen Kräfte des Zuges ist in einem mkg-Maßstab gezeichnet, dessen Einheit = 10 000 mkg ebenso groß gewählt ist, wie 1000 mkg pro Sek. auf dem v - Maßstab. Die totale Zugsenergie ist

$$\frac{m}{2} v^2 = 100\,000 \text{ mkg}.$$

Fig. 98 entspricht dem Fall, daß der Motor auf eine Leitung mit halb so großer Periodenzahl (30) geschaltet, oder daß seine Polzahl verdoppelt wird (wobei aber vorausgesetzt ist, daß das

resultierende Feld dasselbe bleibt). Da das Feld in diesen beiden Fällen mit der halben Umlaufszahl $\left(\frac{n}{2}\right)$ rotiert, so befindet sich der Anker im Moment des Umschaltens im doppelt synchronen Lauf, im Moment des Stillstandes läuft ihm das Feld mit der nunmehr synchronen Umlaufszahl $\frac{n}{2}$ vor, d. h. der Stillstand (Punkt 0) entspricht einer 50 proz. Gleitung im ursprünglichen Diagramm. Die elektrische Bremsung kann theoretisch nur während der Zeit, in welcher 75 % der totalen Zugsenergie abgebremst werden, Verwendung finden; denn für $N = \frac{n}{2}$, also für die halbe Wagengeschwindigkeit, befindet sich der Anker in Synchronismus mit dem Felde; der Motor würde, wenn nicht abgeschaltet, als solcher funktionieren und an den Zug Energie abgeben. Praktisch wird daher eine kurze Zeit vorher die Schaltung unterbrochen werden müssen, d. h. etwas weniger als 75 % der Zugsenergie wird unter Verwendung elektrischer Bremsen verschwinden können.

Die einzelnen Bremsleistungen sind direkt aus der Figur zu entnehmen. Faßt man einzelne Abschnitte ins Auge, so sind in denselben die

Bremsleistung des Motors $+ G f v_i = P_i + p_i$:

mkg p. Sek.:

7 250 7 600 7 500 6 500 2 500;

die zusätzliche Leistung $= z_i$:

mkg p. Sek.:

900 850 800 650 500;

daher die mittlere Bremsleistung (B_i):

B_i (mkg p. Sek.):

8 150 8 450 8 300 7 150 3 000;

die Energieabnahmen (A_i):

A_i (mkg):

19 000 17 000 15 000 13 000 10 000;

folglich die Bremszeiten $\tau_i = \frac{A_i}{B_i}$:

τ_i (Sek.):

2,33″ 2,02″ 1,81″ 1,82″ 3,33″.

Es werden demnach 74 % der Energie in 11,3″ abgebremst. Die Leistungen, welche nutzbar erscheinen, ergeben sich, indem P_i am Synchronmaßstab abgegriffen wird; man erhält $\mathfrak{N}_i$:

$\mathfrak{N}_i$ (mkg p. Sek.):

3 300 3 900 4 400 4 500 1 800;

mit den betreffenden Zeiten multipliziert, gibt

mkg:

7 700 7 850 7 950 8 200 6 000.

Die Summe ist 37 700 mkg; das ist die rückgegebene Energie, von welcher allerdings noch ein Geringes für die Erregung aufgewendet wird. Der Wirkungsgrad während der elektrischen Bremsung ist daher

$$\eta_e = \frac{37\,700}{74\,000} = 51\,\%;$$

der Wirkungsgrad der ganzen Bremsung

$$\eta = 74\,\% \cdot \eta_e = 37{,}7\,\%.$$

Den Wirkungsgrad der elektrischen Bremse an sich erhält man, indem man von den 74 000 mkg jene Arbeit abzieht, welche für die Zugsfortbewegung verbraucht wurde; d. i. die $\Sigma G \cdot f \cdot v_i \cdot \tau_i$; man begeht keinen beträchtlichen Fehler, wenn man diese Summe $= G f \frac{v}{2} \cdot 11{,}3'' = 5650$ mkg setzt.

Der Wirkungsgrad der elektrischen Bremse an sich ist daher

$$\eta_0 = \frac{37\,700}{74\,000 - 5650} = 54\%.$$

Fig. 99 zeigt den Fall, daß der Motor, um in den Bremszustand zu kommen, an eine 15-Perioden-Leitung gelegt wird; das würde allenfalls mit einem Vervierfachen der Polzahl identisch sein. Das Feld läuft mit der Umlaufszahl $\frac{n}{4}$; im Moment des Umschaltens befindet sich der Motor im vierfachen Synchronismus; im Moment des Stillstandes läuft ihm das Feld mit $\frac{n}{4}$ vor, d. h. der Punkt 0 liegt im Abstande $\frac{n}{4}$ (25 proz. Gleitung) vom Synchronismus. Es ist hier möglich, 93,75 % der Zugsenergie abzubremsen.

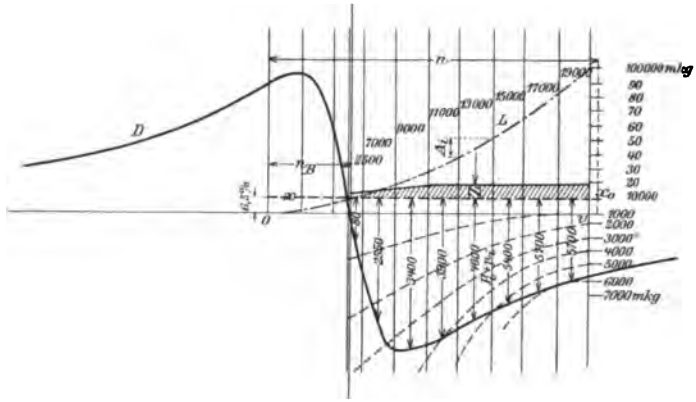
In analoger Weise wie früher berechnet sich:

die totale Zeit der elektrischen Bremsung (bis 26% der Geschwindigkeit): 21″;

die nutzbaren mkg: 31 600;

der Wirkungsgrad der elektrischen Bremsung:

$$\eta_e = \frac{31\,600}{93\,500} = 34{,}7\,\%\,;$$



c) Auch der Wirkungsgrad wird mit zunehmender Bremsperiodenzahl größer, da ein größerer Teil der abgebremsten Energie in die Leitung nach außen geht[1]).

Praktisch wird man stets zwischen den einzelnen Fällen zu wählen haben mit Rücksicht auf die Bremsdauer, den Prozentsatz der elektrisch abzubremsenden Energie und die Wirkungsgrade. Ein mittlerer Fall ist der in Fig. 98.

Es bleibt aber noch die Frage zu beantworten, ob man den Bremszustand durch eine Veränderung (Verdoppelung) der Polzahl oder eine Veränderung an der äußeren Leitung (Einleiten von Strom halber Periodenzahl) hervorrufen soll. Das erstere hat den Nachteil einer Komplikation, wenn auch keiner übermäßigen[2]), aber den Vorteil, daß diese Schaltung jeden Moment hergestellt werden kann; das letztere ergibt eine Komplikation in der Zentrale und involviert den weiteren Nachteil, daß die Bremsung nur in bestimmten Strecken erfolgen kann, andererseits den Vorteil der automatischen Bremsung.

Fig. 100 behandelt denselben Fall der Bremsung wie Fig. 99, doch ist der Ankerwiderstand verdreifacht; dadurch erhält die Drehmomentskurve die gezeichnete Gestalt; mit den Drehmomenten erscheinen auch die Ordinaten z der schraffierten Fläche verschoben; sonst aber hat sich in den Annahmen nichts verändert. Der Prozentteil der elektrisch abgebremsten Energie ist wieder 93,75. Den größeren Drehmomenten entsprechend, womit die Bremsung einsetzt, ist:

die Bremszeit (bis 26% der Geschwindigkeit): 16,9″;

die nutzbaren mkg: 27 900 mkg;

der Wirkungsgrad während der elektrischen Bremsung:

$$\eta_e = \frac{27\,900}{93\,500} = 28{,}9\,\%;$$

[1]) Es mag hier hervorgehoben werden, daß die Spannung der Periodenzahl proportional genommen werden muß, damit dasselbe resultierende Feld entsteht. Die Nutzleistungen entsprechen den gegen diese niedrigeren Spannungen fließenden Strömen. Je geringer die Differenz der Periodenzahlen, desto größer der Rotorwirkungsgrad $\frac{1}{1+s}$.

[2]) Siehe z. B. Dahlander, Drehstrommotoren mit variabler Polzahl. Elektrotechn. Zeitschr. 1897, Heft 18, S. 257.

der totale Wirkungsgrad der Bremsung:

$$\eta = \frac{93{,}5}{100} \cdot 28{,}9 = 27{,}9\,\%\,;$$

$$Gf \cdot \frac{v}{2} \cdot 16{,}9'' = 8450 \text{ mkg};$$

der Wirkungsgrad der elektrischen Bremse an sich:

$$\eta_0 = \frac{27\,900}{93\,500 - 8450} = 32{,}9\,\%\,.$$

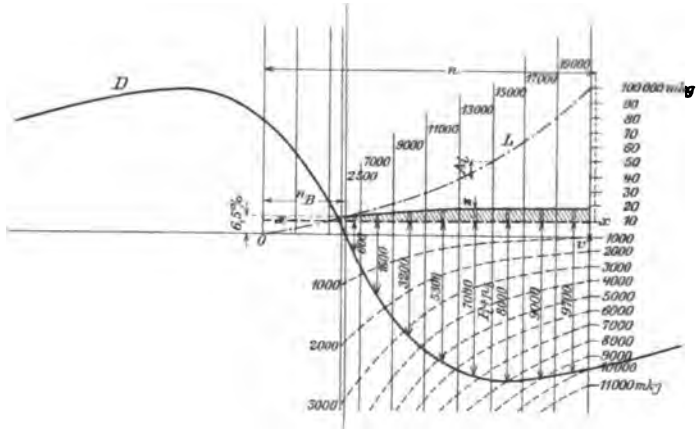


Fig. 100.

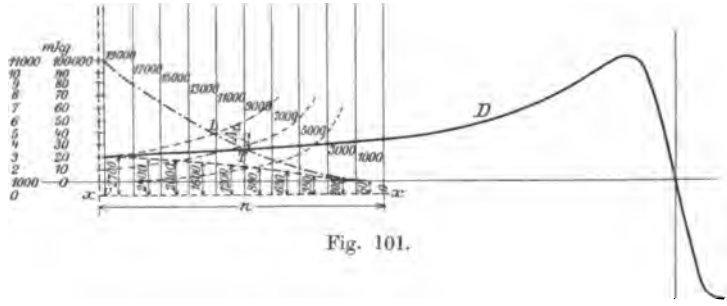


Fig. 101.

Demnach hat das Einschalten von Widerstand auf die Bremsdauer einen günstigen, auf den Wirkungsgrad einen ungünstigen Einfluß[1]).

[1]) Automatisch (durch die Fliehkraft) ausgeschaltete Widerstände, welche beim Anfahren größere Drehmomente ergeben, würden beim Bremsen nichts nützen, sondern zur unrichtigen Zeit eingreifen; die Widerstände müßten am Beginn der Bremsung, also bei den großen Geschwindigkeiten, eingeschaltet sein.

Fig. 101 stellt den durch III charakterisierten Bremszustand dar. Der Motor bleibt an derselben Periodenzahl, wird aber derart umgeschaltet, daß die Rotationsrichtung des Feldes verdreht wird. Es wäre dies ohne Zweifel die bequemste Methode. In der Figur sind die aus dem Zug aufgenommenen Drehmomente, die gleich $(s - 1)$ mal dem von der Drehmomentskurve angegebenen Drehmomente sind, ersichtlich gemacht (T); die Ordinaten ergeben auf dem Leistungsmaßstab wieder die aufgenommene Bremsleistung Die Bremsleistungen enthalten wieder $G f \cdot v_i$, weshalb die Leistungskurven mit $x x$ als Abszisse gezeichnet sind. Die Nutzleistungen sind, wie oben abgeleitet, gleich 0, was in der Figur dadurch zum Ausdruck kommt, daß die Einheit des Synchronmaßstabes $= \infty$ ist.

Der Punkt des Stillstandes (0) entspricht dem Anlaufsstadium des Motors. Man kann also theoretisch bis auf die Geschwindigkeit Null bremsen. Die Bremsdauer wäre 103″. Man tut daher besser, nur bis zum vierten Teil der Geschwindigkeit (93,75% der Zugsenergie) zu bremsen, was 67″ erfordern würde, oder nur bis zur halben Geschwindigkeit (75% der Energie) zu bremsen, was 38,45″ erfordern würde. Die lange Dauer kommt von den sehr geringen Bremsdrehmomenten. Es braucht kaum hervorgehoben zu werden, daß während der ganzen Bremsperiode der Anker (Rotor), der die Energie aufnimmt, einer übermäßigen Beanspruchung ausgesetzt ist; die äußere Leitung führt, wie oben bereits erwähnt, einen Strom von der Größe des Anlaufsstromes, und es ergibt daher diese Bremsung nicht bloß keine Entlastung der Zentrale, sondern eine weitere Belastung des großen Stromes und seiner starken Phasenverschiebung halber.

Diese Bremsung durch einfaches Umschalten ist daher

1. keine Nutzbremsung, entlastet daher nicht die Zentrale, beeinflußt sie sogar ungünstig,
2. sehr unwirksam und
3. sehr gefährlich wegen der lang dauernden, starken Erwärmung des Motors.

Die Wirksamkeit läßt sich allerdings durch Einschalten von Widerständen in den Anker oder durch Erhöhen der Polzahl wesentlich steigern.

Dies ist in Fig. 102 gemacht, wo die Polzahl verdoppelt und gleichzeitig der Ankerwiderstand verfünffacht ist. Die Drehmomentskurve hat für gleiche, prozentuelle Gleitungen im linksseitigen Teil wesentlich größere Ordinaten; der Punkt *0* des Stillstandes entspricht der verringerten Umlaufszahl des Feldes wegen $\left(\frac{n}{2}\right)$ einer 50 proz. Gleitung.

Es ist wieder möglich, bis zum Stillstand zu bremsen, das würde aber 48,6″ erfordern; 96 % der Energie (bis $^1/_5$ der Geschwindigkeit) lassen sich in 30,9″ abbremsen, 91 % der Energie (bis $^3/_{10}$ der Geschwindigkeit) erfordern eine Bremszeit von bloß 24,2″.

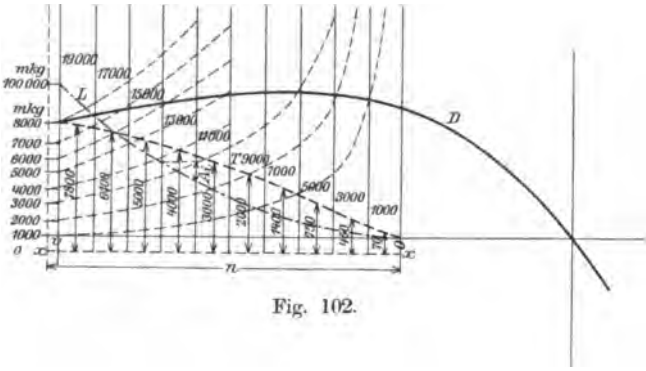


Fig. 102.

In allen diesen Bremsfällen ist vorausgesetzt, daß das resultierende Feld für die Bremsperiodenzahl bzw. Schaltung dieselbe Stärke hat wie beim normalen Lauf. Würde man aber den Motor im normalen Betrieb nicht vollkommen ausnützen und erst für den Bremsfall das maximale resultierende Feld herstellen, z. B. dadurch, daß man die Spannung an der Leitung mit 15 Perioden (Bremsleitung) nicht $= {}^1/_4$ derjenigen, die 60 Perioden hat (Betriebsleitung), macht, sondern etwas erhöht, was natürlich nur dann seinen Zweck erreicht, wenn dadurch die Induktion erhöht werden kann, so würden die Bremsdrehmomente mit der Induktion größer werden und die Bremsdauer verkürzen.

Die Diagramme ermöglichen, durch direkte Ablesung und Summation resp. Division die Bremsdauer, die Wirkungsgrade und die rückgegebenen Energiemengen zu finden. An Hand derselben läßt sich die Untersuchung führen, welche Bremsperiodenzahl resp.

Umschaltung die geeignetste ist. Will man sich einen Überblick über die jeweiligen Bremsströme machen, so kann man sich dieselben ebenfalls eintragen. In dem Diagramme sind sie zur Vereinfachung weggelassen.

Das Diagramm gestattet auch eine Anwendung allgemeinerer Art, denn unter der Annahme derselben Drehmomentskurve hängt die Bremsdauer nur vom Verhältnis der Zugsenergie zur Motorleistung ab.

Natürlich läßt sich die hier zur Anwendung gebrachte Methode der Leistungsmaßstäbe bei jedem Brems- oder Anfahrproblem in Anwendung bringen, sofern die Drehmomente als Funktion der Geschwindigkeit gegeben sind.

Insbesondere ermöglicht auch das verwendete Verfahren eine einfache Bestimmung der Anfahrzeit und des Wirkungsgrades beim Anfahren.

Bemerkungen zum allgemeinen Transformatorendiagramm.[1]

In den ersten Arbeiten über Wechselstromprobleme wurde der Begriff des Selbstinduktionskoeffizienten in dem Sinne verwendet, daß er jene EMK. vorstellte, die die primären oder sekundären Windungen bei Durchgang von einer Stromeinheit in sich selbst induzieren, und zwar durch Kraftlinien, die den anderen Teil (sekundär bzw. primär) nicht schneiden.

Den durch diese Kraftfelder (Streufelder) entstehenden Spannungsabfall nennt man induktiven Abfall im Gegensatze zum Ohmschen Abfall. Diese beiden stehen der Phase nach stets senkrecht aufeinander.

Anstatt die EMKe. und ihre Äquivalente (Ohmschen und induktiven Abfall) zusammenzusetzen, gehen die modernen Felddiagramme von einem Primärfeld (meist konstanter Größe aus), das sich — im gewöhnlichen Transformator — zunächst in das

[1]) Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1902, Heft 40.

primäre Streufeld und das resultierende Feld spaltet, welch letzteres sich wieder in ein sekundäres Streufeld und ein der Klemmenspannung entsprechendes Feld zerlegt. Der Ohmsche innere Widerstand ist dabei nach außen verlegt gedacht.

Schon in früheren Arbeiten[1]) habe ich darauf hingewiesen, daß die früheren EMK.-Diagramme zu den gleichen Lösungen führen wie die Felddiagramme, weil die Begriffe EMK. der Selbstinduktion, induktiver Abfall und Streuungs-EMK. ihrem Kerne nach identisch sind.

Wenn ich — angeregt durch das jüngst erschienene Emdesche Büchlein[2]) — nochmals eingehender hierauf zurückkomme, so will ich damit die Brücke zwischen den älteren und neueren Vorstellungen festigen.

Man wird sehen, daß das gewöhnliche Diagramm der EMKe. unter den gleichen Voraussetzungen zu dem gleichen Kreisdiagramme führt, das Emde als letztes Glied in der Kette der Felddiagramme in seinem Buche niedergelegt hat.

Man wird auch sehen, wie das Kappsche Transformatorendiagramm ein spezieller Fall des allgemeinen Diagrammes ist, und jene, welche die geometrischen Aneinanderreihungen in komplexe Größen auflösen können, werden in dem im folgenden gegebenen Diagramme die graphische Darstellung der Steinmetzschen Formeln für den allgemeinen Transformator erblicken.

1. Fig. 103 stellt das Diagramm des allgemeinen Transformators dar[3]).

OK ist die Klemmenspannung sekundär.

Die Phasenverschiebung im Außenkreis sei δ, dann ist

$K e_2 = J_{,,} r_{,,}$ der sekundäre Ohmsche Abfall und

$e_2 e_r = J_{,,} \omega l_{,,}$ der sekundäre induktive Abfall.

---

[1]) Siehe z. B. „Zur Erklärung des Görgesschen Phänomens und über die Kaskadenschaltung". Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1898, Heft 49 und 50 und S. 82 dieser Sammlung.

[2]) „Die Arbeitsweise der Wechselstrommaschinen." Von Fritz Emde. Berlin 1902.

[3]) In allen Figuren sind die Koeffizienten l_1 und l_2 mit großen Buchstaben (L_1 und L_2) eingezeichnet.

$O\,e_r$ ist demnach die der Innenspannung entsprechende EMK. (Innen-EMK. oder resultierende EMK.).

An sie reiht sich der primäre induktive Abfall

$e_r\,e = J_{,}\,\omega\,l_{,}$ und ebenso

$e\,e_1 = J_{,}\,r_{,}$ der primäre Ohmsche Abfall.

$o\,e_1 = E_1$ ist die primär angelegte Spannung.

Für irgendeine sekundäre Belastung $J_{,,}$ und einen Winkel δ zwischen $J_{,,}$ und der sekundären Klemmenspannung ist die gegenseitige Abhängigkeit der Primärspannung und der Sekundärspannung durch dieses Diagramm eindeutig definiert. Im Diagramm Fig. 103 ist zur Orientierung auch das Amperewindungsdreieck angegeben.

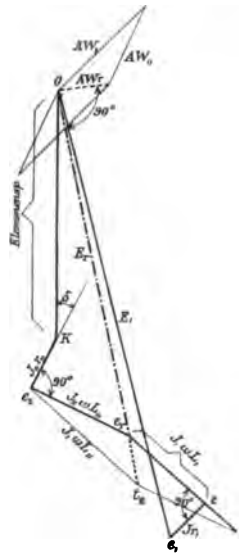


Fig. 103.

Die relative Richtung des Primärstromes zum Sekundärstrom, die sich in dem Winkel der Ohmschen Spannungsabfälle ebenso zeigt wie im Winkel der induktiven, findet man, wenn man beispielsweise zu $J_{,,}\,\omega\,l_{,,}$ die Größe $i_n \cdot \omega\,l_{,,} = e_r\,t_2$ geometrisch hinzufügt. Dabei ist i_n der zur EMK. E_r gehörige Magnetisierungsstrom. Setzen wir $i_n = \frac{E_r}{m}$ oder $E_r = i_n \cdot m$, so bedeutet m die Induktanz des offenen Transformators.

Die Richtung $i_n\,r_{,,}$ wäre senkrecht zu E_r, diejenige von $i_n\,\omega\,l_{,,}$ ist genau diejenige von E_r. Man erhält so $J_{,}\,\omega\,l_{,,} = J_{,,}\,\omega\,l_{,,} \vee i_n\,\omega\,l_{,,}$. Das Zeichen $\vee$ bedeutet die geometrische Aneinanderreihung. Durch Multiplikation mit $\frac{l_{,}}{l_{,,}}$ erhält man dann den Totalwert des primären induktiven Abfalles, nämlich $e_r\,e$.

Die Seiten des Dreiecks $e_2\,e_r\,t_2$ verhalten sich wie

$$J_{,,}\,\omega\,l_{,,} : J_{,}\,\omega\,l_{,,} : i_n\,\omega\,l_{,,} = J_{,,} : J_{,} : i_n\,.$$

Das Dreieck ist daher dem Amperewindungsdreieck ähnlich. (Siehe auch Fig. 109.)

2. Denken wir, i_n wäre sehr klein im Verhältnis zu $J_{,,}$ bzw. $J_{,}$. Dann geht das Diagramm Fig. 103 in dasjenige Fig. 104 über.

Wollen wir nun das Verhältnis der sekundären Klemmenspannung (OK) zur primär angelegten Spannung ($O e_1'$) untersuchen, wenn bei gegebenen $J_{,,}$ (also auch $J_{,}$) der Winkel δ (die äußere Phasenverschiebung) variiert, so zeichnen wir um e_1 einen Kreis mit dem Radius $O e_1$; die Sekante von K unter δ' gegen die Stromrichtung (Richtung $J_{,,} r_{,,}$) gibt in KO' die sekundäre Klemmenspannung. Das ist das Kappsche Transformatorendiagramm.

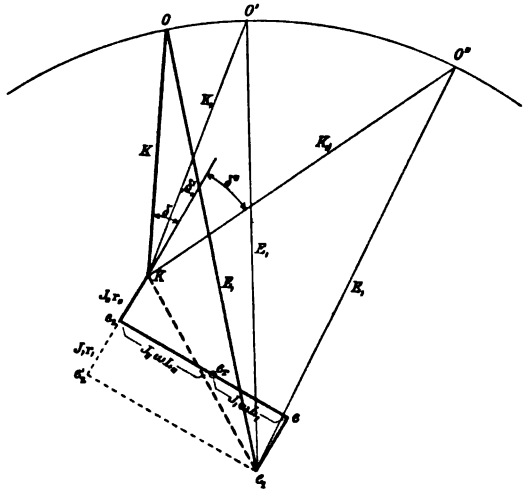


Fig. 104.

K K, K,, sind die Klemmenspannungen bei sek. Belastung J,, mit δ δ' δ''.

3. Das Kappsche Diagramm stellt den Spezialfall vor, wo bei konstantem Strom die äußerePhasenverschiebung (δ) variiert.

Wir wollen unter den nämlichen, speziellen Annahmen bezüglich des Verhältnisses des Magnetisierungsstromes zum Primär- bzw. Sekundärstrom den Fall untersuchen, wo bei festgehaltenem δ die Größe des Stromes variiert.

$e_2' K$ stellt $J_{,,} r_{,,} + J_{,} r_{,} = J (r_{,,} + r_{,}) = J r$,

$e_2' e_1$ stellt $J_{,,} \omega l_{,,} + J_{,} \omega l_{,} = J (\omega l_{,,} + \omega l_{,}) = J \omega l$ vor;

$$\text{daher ist } \operatorname{tg} \alpha = \frac{r_{,,} + r_{,}}{\omega l_{,,} + \omega l_{,}} = \frac{r}{\omega l}.$$

(Siehe Fig. 105.)

Für alle möglichen Werte von δ ist

a) der Winkel $OK e_1 = 90 + \alpha + \delta = \text{konst.}$,

b) der Winkel bei e_2' ein rechter.

ad a) Der geometrische Ort von K ist gegeben, da K der Scheitel des Sehnenwinkels $(90 + \alpha + \delta)$ über der gegebenen Sehne $O e_1$ ist. Der Mittelpunkt des zugehörigen Kreises ist O_K.

ad b) Für den Grenzfall, wo der Transformator sekundär kurzgeschlossen ist, fällt das Dreieck $e_1 K e_2'$ in die strichlierte Lage: $e_1 (e_2') K = O$. Der Punkt e_2' bewegt sich daher in einem Kreise, dessen Sehnen $e_1 e_2'$ und $e_1 (e_2')$ sind. Der Mittelpunkt des Kreises ist O_2.

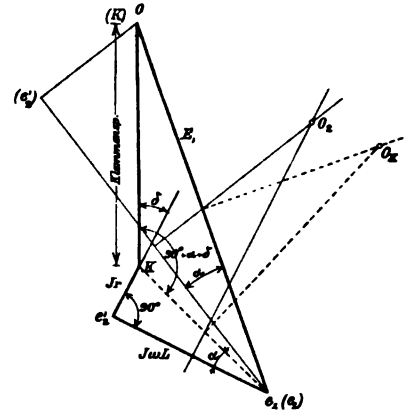


Fig. 105.

Die eingeklammerten Zeichen beziehen sich auf den Grenzfall, wo $OK \equiv O$ ist.

Das Diagramm des Transformators mit verschwindend kleinem Magnetisierungsstrom, und zwar bei konstanter äußerer Phasenverschiebung (δ) und variablem Sekundärstrom ist demnach das Kreisdiagramm Fig. 106, das man folgendermaßen erhält:

Man zeichnet sich in irgendeinem EMK.-Maßstab für irgendeinen Strom $J_{,,}$ bzw. $J_{,}$ das Diagramm (stark gezogener Linienzug):

$e_1 e_2 KO$ bei gegebenem α und δ.

Sodann sucht man die Mittelpunkte O_2 und O_K, wie vorhin definiert. Die durch e_1 gehenden Kreise mit diesen Mittelpunkten sind die geometrischen Orte von K und e_2 und die aufeinander folgenden Linienzüge geben die Diagramme bei konstanter Phasenverschiebung im Außenkreis.

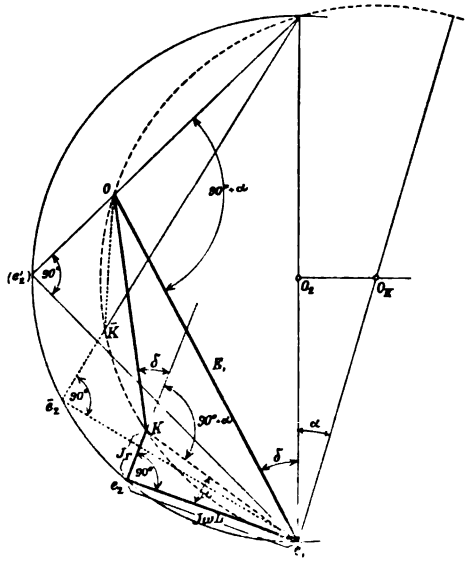


Fig. 106.

Dies ist genau das Emdesche Diagramm für den sekundären Kreis. Nur daß Emde für den Ohmschen Abfall ein fiktives Feld

einführt, statt des induktiven Abfalles das Streufeld und statt der gegebenen Primärspannung das konstante Primärfeld darstellt.

4. Die vereinfachende Annahme des vernachlässigbaren Magnetisierungsstromes trifft im allgemeinen Transformator nicht zu. Unter der Annahme eines konstanten resultierenden Feldes gelten die Diagramme exakt für die sekundären Teile. In Wirklichkeit wird die Primärspannung in der Regel konstant gehalten. Der primäre Ohmsche Widerstand werde vernachlässigt [$r_1 = 0$].

4a. Verlängert man die Linie $e_2 e_r$, so schneidet sie $O e_1$ in einem Punkte x, und es kann sofort gezeigt werden, daß der Punkt x die Strecke $E_1 = O e_1$ in einem konstanten Verhältnis teilt, d. h. festliegt. (Siehe Fig. 107.)

Wir haben sub 1, Fig. 103

$$e_r t_2 = i_n \omega l_2$$

gesetzt, woraus folgert

$$e_r t_1 = i_n \omega l_1 .$$

Da $i_n = \frac{E_r}{m}$ ist, ergibt sich

$$e_r t_2 = \frac{E_r}{m} \omega l_2$$

und

$$e_r t_1 = \frac{E_r}{m} \omega l_1 .$$

Wir setzen $\frac{\omega l_2}{m} = \tau_2$ und $\frac{\omega l_1}{m} = \tau_1$, um die Koinzidenz mit dem Emdeschen Felddiagramm möglichst augenscheinlich zu machen und erhalten

$$e_r t_2 = E_r \cdot \tau_2 ,$$
$$e_r t_1 = E_r \cdot \tau_1 .$$

Demnach ist

$$O x : x e_1 = O e_r : e_r t_1 = E_r : E_r \tau_1 = 1 : \tau_1 .$$

Der Punkt x teilt also tatsächlich die Primärspannung im Verhältnis des sog. primären induktiven Widerstandes zur Induktanz des offenen Kreises, und wir könnten bereits jetzt das vollständige Sekundärdiagramm bei gegebener Primärspannung entwickeln, indem wir in Fig. 106 statt e_1 x einführen.

Der Winkel α verändert seinen Wert von α nach α', bleibt aber für alle Belastungen wieder konstant.

4b. Der Punkt e_r teilt nämlich $e_2 x$ in einem konstanten Verhältnis; es ist:

$$e_2 e_r : e_r x = J_{,,} \omega l_{,,} : e_r x ,$$

$$\frac{e_r x}{t_1 e_1} = \frac{O e_r}{O t_1} = \frac{O e_r}{O e_r + e_r t_1} = \frac{E_r}{E_r + E_r \tau_1} = \frac{1}{1+\tau_1} ,$$

$$e_r x = e_1 t_1 \cdot \frac{1}{1+\tau_1} = J_{,,} \omega l_{,} \cdot \frac{1}{1+\tau_1} ,$$

folglich:

$$e_2 e_r : e_r x = J_{,,} \omega l_{,,} : \frac{J_{,,} \omega l_{,}}{1+\tau_1} = \tau_2 : \frac{\tau_1}{1+\tau_1} .$$

4c. Ziehen wir endlich die Linie $e_2 x$ über x weiter hinaus und von O eine Parallele zu $e_r e_1$, so erhalten wir einen Punkt γ, und es verhält sich:

$$x\gamma : e_r x = Ox : x e_1 = 1 : \tau_1 ,$$

$$e_r x = \frac{\tau_1}{1+\tau_1}$$

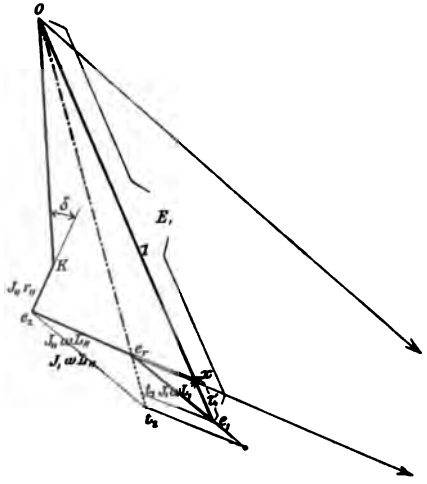


Fig. 107.

gesetzt, ergibt

$$x\gamma = \frac{1}{1+\tau_1} , \qquad O\gamma = J_{,} \omega l_{,} \cdot \frac{1}{\tau_1} = J_{,} m$$

und

$$E_r = O e_r = i_n m ,$$

folglich $e_r \gamma$ = geom. Σ aus $O\gamma$ und $O e_r = J_{,,} m$, was sich auch geometrisch ergibt.

Die sämtlichen Beziehungen sind in Fig. 108 eingetragen.

Zeichnen wir nun über $O x$ das Sekundärdiagramm genau wie Fig. 106, nur mit α' statt α, worin

$$\frac{\operatorname{cotg} \alpha'}{\operatorname{cotg} \alpha} = \left(\frac{\tau_1}{1+\tau_1} + \tau_2 \right) : \tau_2 = \frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2}{\tau_2 + \tau_1 \tau_2} ,$$

so bewegen sich e_r und γ auf Kreisen, die ähnlich zum Kreis aus O_2 liegen. Der Durchmesser, auf dem O_2 liegt, ist also auch der Durchmesser für die Kreise, auf denen e_r und γ liegen. Der Diameter des e_2-Kreises zu demjenigen des e_r-Kreises zu demjenigen des γ-Kreises verhalten sich wie $x\,e_2 : x\,e_r : x\,\gamma$.

In Fig. 109 ist das vollständige Kreisdiagramm gezeichnet. Die vollkommene Identität mit dem Emdeschen Diagramm leuchtet hervor.

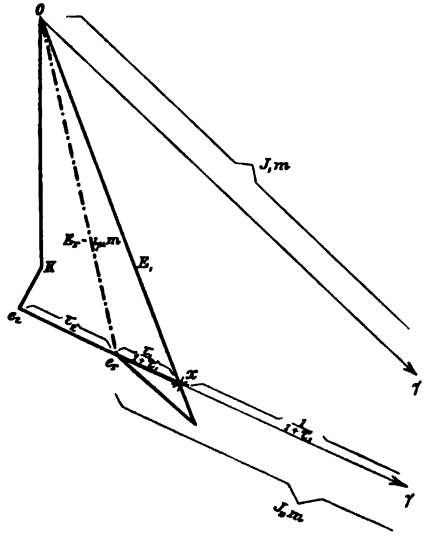


Fig. 108.

Für irgendeine Belastung ist $e_r\gamma$ der Sekundär-, $O\gamma$ der Primärstrom mal der Induktanz des offenen Kreises. E_r ist der Magnetisierungsstrom mal dieser Induktanz. Die Seiten des Dreieckes $O\,e_r\,\gamma$ geben daher das exakte Verhältnis

$$J_r : J_{r'} : i_n .$$

OK ist die Klemmenspannung und $O\,e_1 = E_1$ die konstante Primärspannung.

Ich habe den Punkt γ eingeführt, um die Identität mit dem Felddiagramme möglichst vollständig zu machen.

Da das Dreieck $e_r\,e_1\,t_1$ ähnlich dem Dreieck $O\,e_r\,\gamma$ ist, so kann man auch in der folgenden Weise ein Diagramm des allgemeinen Transformators erhalten:

Man teilt die Primärspannung E_1 in zwei Teile, die sich wie $\omega\,l_r : m$ verhalten, konstruiert über den so erhaltenen Punkt x das Diagramm Fig. 106 und den Kreis e_r. Der Punkt e_r gibt in seiner Verbindung mit e_1 ein Maß des Primärstromes; die Parallele von e_1 zu $e_r\,e_2$ schneidet auf der Verlängerung von $O\,e_r$ den Magnetisierungsstrom $e_r\,t_1$ ab. Die Schlußlinie dieses Dreiecks $(t_1\,e_1)$ ist dann der Sekundärstrom.

5. Wie man sieht, ergeben sich die gleichen geometrischen Beziehungen unabhängig von der den Ausgangspunkt bildenden Vorstellung. Auch im Felddiagramm sind Umbildungen der Begriffe notwendig.

Schon die Konstruktion Fig. 106 für den Sekundärkreis bei konstantem resultierendem Feld oder für den totalen Transformator

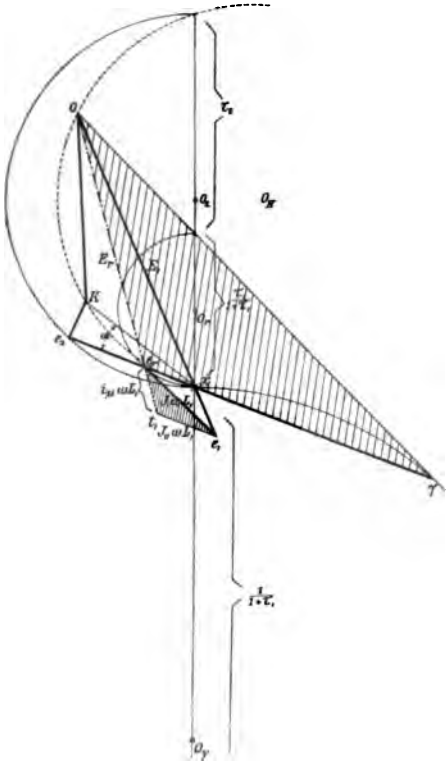


Fig. 109.

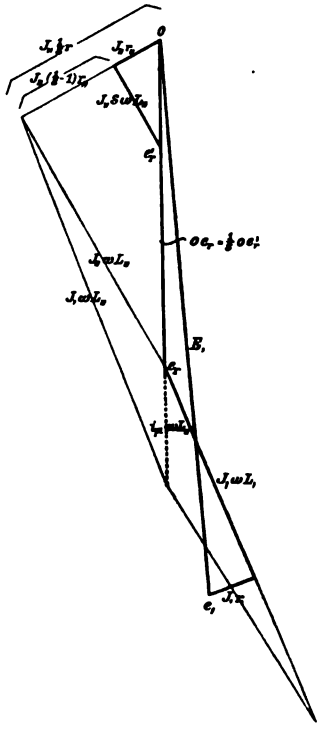


Fig. 110.

bei vernachlässigbarem Magnetisierungsstrome ergibt sich ungezwungener, wenn man nicht die Felder, sondern die EMKe. betrachtet.

Das allgemeine Diagramm für Mehrphasen-Induktionsmotoren ist durch das Felddiagramm auch nur unter Annahme eines mit der Schlüpfung s veränderlichen Sekundärwiderstandes gegeben. Das EMK.-Diagramm macht diese Umbildung nicht erforderlich.

In Fig. 110 ist $J_{,,} r_{,,}$ der sekundäre Ohmsche, $J_{,,} s \omega l_{,,}$ der induktive Abfall; demnach $O e_r'$ die sekundär angelegte EMK., die dem resultierenden Feld entspricht. Dasselbe resultierende Feld gibt im Primärteil eine EMK. $O e_r = \frac{1}{s} O e_r'$, weil die Relativgeschwindigkeit des resultierenden Feldes zum Primärteile zu derjenigen zum Sekundärteile sich verhält wie

$$1 : s.$$

Aus $O e_r = E_r$ ergibt sich wieder durch Anfügung von $J, \omega l,$ und $J, r,$ die Primärspannung $O e_1 = E_1$.

Dieses Diagramm gibt für jede beliebige Schlüpfung den Zusammenhang des Primär- und Sekundärstromes von der angelegten Spannung der Größe und Richtung nach. Es berücksichtigt auch den Ohmschen Abfall im Primärkreis und, da $\omega l,$ allgemein aufgefaßt werden kann als primäre Induktanz, auch eine eventuell in den Primärkreis eingeschaltete Selbstinduktion.

6. Die EMK. der Selbstinduktion ist die EMK., die durch die nicht verketteten Kraftlinien hervorgerufen wird. Nichtverkettete Kraftlinien können als Nutenstreufelder und Stirnstreufelder auftreten, sie können aber auch, wie in unseren mit Gleichstrom erregten Generatoren, als Quer- oder Gegenfeld auftreten. Emde unterscheidet zwischen der ersteren Gruppe (Streuung) und der letzteren (Selbstinduktion). Er hält die Selbstinduktion als ein Charakteristikum synchroner Maschinen. Wir können auch die sogenannte synchrone Maschine ohne Quer- und Gegenfeld ausführen, indem wir die induzierten Mehrphasenströme über eine am Erregerteil angebrachte, gewöhnliche Gleichstromwicklung vermittels so gestellter Bürsten leiten, daß das entstehende Drehfeld dem von den induzierten Mehrphasenströmen sonst erzeugten Quer- und Gegenfeld genau das Gleichgewicht hält. Die Maschine hat dadurch ihren sog. synchronen Charakter nicht verloren und doch hat sie nur Nuten- und Stirnstreuung. Macht man durch entsprechende Wahl der Rotorwindungszahl oder Stromstärke das Rotorquerfeld stärker als dasjenige des Stators, so kann man auch Nuten- und Stirnstreuung aufheben und eventuell sogar aufwärts compoundieren. Der charakteristische Unterschied ist, daß die Maschine

nun kompensiert ist, während sie mit der gewöhnlichen Erregeranordnung nicht kompensiert ist. Der Induktionsmotor ist prinzipiell kompensiert.

Die EMK. der Selbstinduktion deckt demnach sowohl die Streu-EMK. als die durch die Querfelder und Gegenfelder induzierten EMKe. Es ist auch gar nicht richtig, zu sagen, daß bei den Generatoren mit gleichstromerregtem Polfeld die Querfelder bzw. Gegenfelder eine Hauptrolle spielen. Je geringer die Polteilung der Maschine, um so mehr tritt auch die Nutenstreuung in ihr Recht.

Das Vorhergesagte gilt sinngemäß auch für Einphasenmaschinen.

Dies wollte ich zum zweiten Teil des Emde - Buches bemerkt haben.

IV.

Die erste Arbeit dieser Reihe beschäftigt sich mit synchronen Maschinen und zwar mit solchen, die Gleichstromerregerfelder besitzen. In der Einleitung ist eine allgemeine Synchronmaschine mit einem von Wechselströmen erregten Magnetfeld angedeutet.

Sodann folgt der Inhalt einer Zuschrift an die Elektrotechn. Zeitschr., die sich auf einen als Asynchronmotor anlaufenden Synchronmotor bezieht.

Über den Einfluß der Linie auf den Gang synchroner Maschinen.[1])

Die sog. Synchronmotoren sind eine Zeitlang durch die asynchronen Motoren (auch Induktionsmotoren genannt) verdrängt worden. Erst seitdem die Drehstrom-Gleichstrom-Umformer mit bloß einer Wicklung wieder aufgegriffen wurden, hat man den Synchronmotoren überhaupt wieder mehr Aufmerksamkeit geschenkt.

Während bis zum Auftreten der erwähnten Umformer, die ja auch in die Gattung der synchronen Maschinen gehören, meist die Variation des Leistungsfaktors von Synchronmotoren mit der Erregung und die Überlastungsfähigkeit untersucht wurden (siehe die Arbeiten von Kapp, Bedell und Crehore, Ossana u. v. a.), haben die Konverter, welcher Namen den Umformern mit bloß einer Wicklung häufig beigelegt wird, die Frage der Erwärmung und des Pendelns frisch aufgerollt. Über die Erwärmung besitzen wir eine Reihe außerordentlich gründlicher Arbeiten, voran die von

---

[1]) Nach einem im Elektrotechnischen Verein in Wien am 21. März gehaltenen Vortrag. Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1900, Heft 25 und 27.

Steinmetz und Kapp[1]). Großes Interesse verdient, namentlich vom praktischen Gesichtspunkte aus, die Frage der Regulierung. Diese wird durch die Verhältnisse in der Linie wesentlich beeinflußt. Gleichzeitig ist aber der Ohmsche und induktive Widerstand der Linie auch von Einfluß auf die Stabilität bzw. Überlastungsfähigkeit und endlich auch auf das Pendeln. Diesen Einfluß der Linie will ich heute näher beleuchten.

Alle jene Wechselstromapparate, welche das die Gegen-EMK. erzeugende Feld durch eine Komponente des zugeführten Wechselstromes erzeugen, entnehmen der Linie stets phasennacheilenden Strom. Es ist jedoch keineswegs nötig, daß das die angelegte Wechsel-EMK. balancierende Feld durch eine Komponente des Wechselstromes erregt werde. Es kann beispielsweise jenes Feld auch durch eine Gleichstromwicklung erzeugt werden, die die gleiche Polzahl wie die Wechselstromwicklung hat. Voraussetzung dabei ist bloß, daß die Wechselstromwicklung relativ zum Gleichfeld mit $\frac{\sim}{p}$ Touren per Sekunde rotiert.

Dabei ist $\sim$ die sekundliche Periodenzahl, p die Polpaarzahl. Allgemein wäre es auch möglich, die Erregung durch ein Wechselstromsystem mit irgendeiner anderen Periodenzahl ($\sim_0$) und gleicher Polzahl zu besorgen; die einzige zu erfüllende Bedingung ist, wenn n die sekundliche relative Umlaufszahl der beiden Wicklungssysteme ist:

$$n = \frac{\sim}{p} - \frac{\sim_0}{p}$$

oder

$$n + \frac{\sim_0}{p} = \frac{\sim}{p}.$$

Dieser allgemeine Fall interessiert uns jedoch heute nicht; wir bleiben vielmehr mit unseren Betrachtungen beim speziellen Fall der Gleichstromerregung stehen. Die Rotation der Wechselstromwicklung mit $\frac{\sim}{p}$ Touren gegenüber dem Gleichstromerregersystem nennt man gewöhnlich synchrone Bewegung und Maschinen dieser

[1]) Über das Pendeln ist gerade zur Zeit der Abhaltung dieses Vortrages die Arbeit von Görges erschienen.

Art synchrone Maschinen. Dabei kann das Außenfeld (so soll das Gleichstromfeld heißen) genau genügend sein, um die Gegen-EMK. zu erzeugen, dann fließt ein wattloser (Magnetisierungs-)Strom im Wechselstromsystem nicht; es kann das Außenfeld zu groß sein, dann fließt ein entmagnetisierender Strom (voreilend) oder es kann das Außenfeld zu schwach sein, dann fließt eben ein magnetisierender Strom, der Nacheilung im Wechselstromkreis ergibt.

Gewöhnlich wird das Diagramm solcher synchroner Maschinen in der folgenden Weise gegeben:

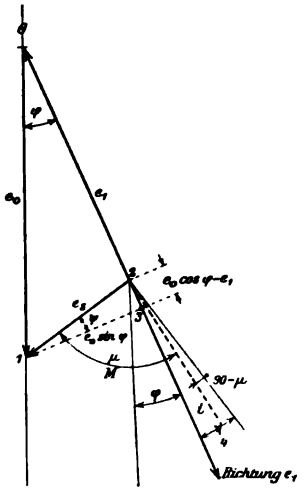


Fig. 111.

Die primäre EMK. ist e_0 (siehe Fig. 111), die im Wechselstromapparat induzierte e_1, deren Resultierende e_s. Diese EMK. e_s sendet nun den Strom durch den im einfachsten Fall aus Generator, Motor und Linie bestehenden Kreis. Die Verschiebung dieses Stromes gegenüber der EMK. ist durch das Verhältnis des induktiven zum Ohmschen Widerstande des ganzen Kreises bedingt. Aus diesen einfachen Beziehungen ist es bereits möglich, die Arbeitskurve für jede beliebige Gegen-EMK. e_1 zu finden (siehe Kapp, Kraftübertragung). Dabei darf allerdings nicht übersehen werden, daß e_1 = konstant nicht auch einen konstanten Erregerstrom in den Spulen, die das Außenfeld erzeugen, bedeutet, sondern daß ein konstantes e_1 eine konstante Zahl von erregenden Amperewindungen = Amperewindungen der Außenerregung plus Amperewindungen der wattlosen Wechselstromkomponente bedeutet. Es ist leicht einzusehen, daß die gewöhnlichen Methoden der Erregung die Bedingung e_1 = konstant nicht erfüllen. Wir wollen jedoch vorderhand annehmen, daß dies möglich sei und später auf diesen Punkt wieder zurückkommen.

Das vorhin geschilderte Diagramm gibt erst nach Vornahme einiger mathematischer oder geometrischer Operationen den Überblick über alle Arbeitsverhältnisse. Wir wollen daher das Dia-

gramm so transformieren, daß man durch bloßes Anschauen die Arbeitsverhältnisse überblicken kann. Wenn wir mit:

e_1 die Gegen-EMK. der Maschine, die getrieben wird,

e_0 die EMK. der Maschine, die treibt,

e_s deren Resultierende,

φ den Winkel der Vektoren e_1 und e_0,

$\lambda = 2\pi n L$ den induktiven Widerstand des ganzen Kreises,

r den Ohmschen Widerstand des ganzen Kreises,

$\operatorname{tg}\mu = \frac{\lambda}{r}$, wobei μ der Phasenverschiebungswinkel der resultierenden EMK. e_s und des Stromes ist,

$(90 - \psi)$ den Winkel, den e_1 mit e_s einschließt,

endlich A die von der getriebenen Maschine aufgenommene elektrische Arbeit bezeichnen,

so ergeben sich aus Fig. 111 folgende einfache Bezeichnungen:

(1) $$A = -e_1 i \cos[\psi - (90 - \mu)],$$

(2) $$\frac{e_0 \cos\varphi - e_1}{e_0 \sin\varphi} = \operatorname{tg}\psi,$$

(3) $$\frac{e_s}{e_0} = \frac{\sin\varphi}{\sin(90 + \psi)},$$

(4) $$i = \frac{e_s}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}}.$$

Faßt man nun (1) und (4) zusammen, so ergibt sich

$$A = -\frac{e_1 e_s}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}} \sin(\psi + \mu).$$

Führt man nun (3) in diese Gleichung ein, so ergibt sich nach einigen Kürzungen:

$$A = -\frac{e_1}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}} (e_0 \sin\varphi \operatorname{tg}\psi \cos\mu + e_0 \sin\varphi \sin\mu).$$

Aus Gleichung (2) ist jedoch

$$e_0 \sin\varphi \operatorname{tg}\psi = e_0 \cos\varphi - e_1,$$

so daß

$$A = -\frac{e_1}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}} \Big(\underbrace{e_0 \cos\varphi \cos\mu}_{\alpha} - e_1 \cos\mu + \underbrace{e_0 \sin\varphi \sin\mu}_{\beta} \Big)$$

oder

$$A = -\frac{e_1}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}}\Big(\underbrace{e_0 \cos(\varphi - \mu)}_{(\alpha+\beta)} - e_1 \cos\mu\Big).$$

$$A = -\frac{e_1 e_0}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}} \cos(\varphi - \mu) + \frac{e_1^2 \cos\mu}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}}.$$

Diese Gleichung für die aufgenommene Arbeit gestattet nun eine außerordentlich einfache geometrische Darstellung, die aus Fig. 112 ersehen werden kann. Der zweite Teil ist nämlich von φ vollkommen unabhängig und eine einfache Kosinusfunktion von μ.

Er ist also darstellbar, indem man über

$$\frac{e_1^2}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}}$$

einen Kreis errichtet und einen Vektor unter μ gegen den Diameter zieht; das am Kreis abgeschnittene Vektorstück ist ein Maß für den zweiten Teil.

Zeichnen wir nun einen zweiten Kreis über

$$\frac{e_1 e_0}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}}$$

und ziehen einen Vektor unter $(\mu - \varphi)$, so stellt das an diesem Vektor vom zweiten Kreis abgeschnittene Stück den ersten Teil des Ausdrucks für A vor. Die Differenz dieser beiden Teile (in der Zeichnung stark ausgezogen) ist bereits die graphische Größe von A. Man sieht, daß sich für verschiedene φ verschiedene A ergeben, die alle durch die Vektorstücke dargestellt erscheinen, welche die unter $(\mu - \varphi)$ gezogenen Vektoren in der Sichel zwischen dem Kreis K und dem Kreis über

$$\frac{e_1 e_0}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}}$$

ergeben. Der Radius des Kreises K ist, wie oben abgeleitet:

$$\frac{e_1^2}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}} \cos\mu.$$

Umgekehrt ist es auch möglich, aus dem Diagramm für jedes beliebige A das zugehörige φ zu finden. Es gibt stets ein bestimmtes

φ_{min}, für welches $A = 0$ wird. Das maximale Drehmoment ergibt sich für $\varphi = \mu$.

Um nun — stets unter der Voraussetzung der konstanten Gegen-EMK. e_1 — die Abhängigkeit des Verlaufs der Drehmomentskurve von dem Verhältnis $\frac{\lambda}{r}$ bei konstanter Gesamtimpedanz: $\sqrt{\lambda^2 + r^2}$ kennen zu lernen, sind in Fig. 113 die Sicheln für drei verschiedene Ohmsche Widerstände r_1, r_2 und r_3 gezeichnet. Wir sehen hieraus, daß mit größer werdendem Ohmschen Widerstand,

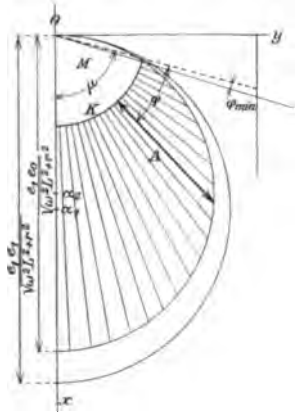


Fig. 112.

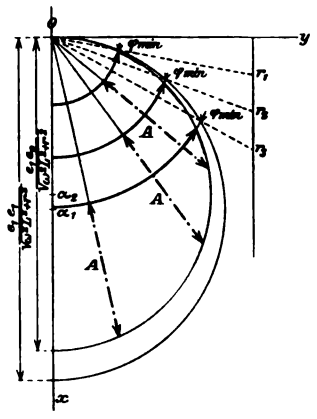


Fig. 113.

trotz gleichbleibender Impedanz, das maximal mögliche Drehmoment kleiner wird. Wenn schließlich λ verschwindend klein gegenüber r wäre, würde die Sichel in einen Punkt übergehen und $A_{max} = A_{min} = 0$ sein. Es ist aber auch weiter interessant, zu entnehmen, daß das φ_{min} mit steigendem Ohmschen Widerstand größer wird und daß überhaupt mit steigendem r der Winkel φ, der zur Erreichung einer bestimmten Arbeit A nötig ist, größer wird.

Den tatsächlich möglichen Verhältnissen kommen wir um einen Schritt näher, wenn wir gleichzeitig mit $\frac{\lambda}{r}$ auch die gesamte Impedanz $\sqrt{\lambda^2 + r^2}$ ändern. Wir wollen an Hand der Fig. 114 den Fall studieren, daß wir bei gleichbleibendem Ohmschen Wider-

stand r_1 den induktiven Widerstand λ vergrößern. Die gesamte Impedanz verändert sich dabei im Verhältnis

$$\frac{m_1}{m_2} = \frac{\sqrt{\lambda_1^2 + r_1^2}}{\sqrt{\lambda_2^2 + r_1^2}} = \frac{\sqrt{\omega_1^2 L_1^2 + r_1^2}}{\sqrt{\omega_1^2 L_2^2 + r_1^2}} = \frac{R_1}{R_2}.$$

Damit verändern sich auch die Diameter der beiden Kreise und sind in einem Fall:

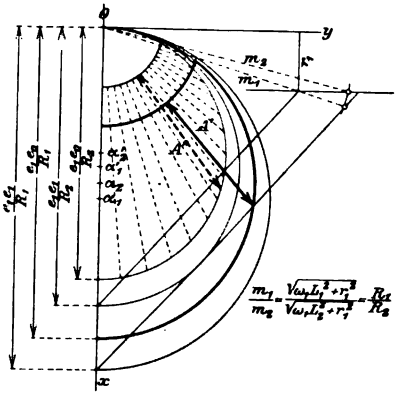


Fig. 114.

$$\frac{e_1^2}{\sqrt{\lambda_1^2 + r_1^2}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{e_1 e_0}{\sqrt{\lambda_1^2 + r_1^2}},$$

im anderen Falle:

$$\frac{e_1^2}{\sqrt{\lambda_2^2 + r_1^2}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{e_1 e_0}{\sqrt{\lambda_2^2 + r_1^2}}.$$

Wenn wir nun graphisch die Diameter für den zweiten Fall aus denjenigen für den ersten Fall entwickeln wollen, so kann dies auf Grund der Proportion

$$\frac{e_1^2}{\sqrt{\lambda_1^2 + r_1^2}} : \frac{e_1^2}{\sqrt{\lambda_2^2 + r_1^2}} = m_2 : m_1$$

unmittelbar geschehen.

Die beiden Sicheldiagramme zeigen, daß die Vermehrung der Impedanz durch Vermehrung des induktiven Widerstandes zwar eine Reduktion der maximal möglichen Arbeit ergeben hat, daß aber diese Reduktion unwesentlich ist. Wir werden demnach, wenn aus der Einschaltung von mäßigen induktiven Widerständen sonstige Vorteile erwachsen, gegen dieselbe vom Standpunkt der Überlastungsfähigkeit keinen Einwand erheben können.

Es sei schließlich von all den möglichen Anwendungen, die dieses Diagramm finden kann, noch eine herausgegriffen, d. i. nämlich die Ablesung der primär geleisteten Arbeit und des Nutzeffekts der gesamten Übertragung.

Wenn man wieder die primäre Arbeit P durch die Größen i, e_1, e_0, μ, ψ, φ ausdrückt, so erhält man

$$P = +e_0 i \cos(\varphi + \psi + \mu - 90°), \tag{1}$$

während die Gleichungen (2), (3) und (4) unverändert bleiben.

Eliminiert man wieder ψ und i, so erhält man:

$$P = \frac{e_0^2 \cos\mu}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}} - \frac{e_0 e_1}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}} \cos(\varphi + \mu).$$

Die geometrische Konstruktion der vom Generator abgegebenen Arbeit ergibt sich demnach (siehe Fig. 115), indem man zu dem konstanten Radius K_0 des Kreises über

$$\frac{e_0^2 \cos\mu}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}}$$

als Radius den variablen Vektor

$$\frac{-e_0 e_1}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}} \cos(\varphi + \mu)$$

addiert.

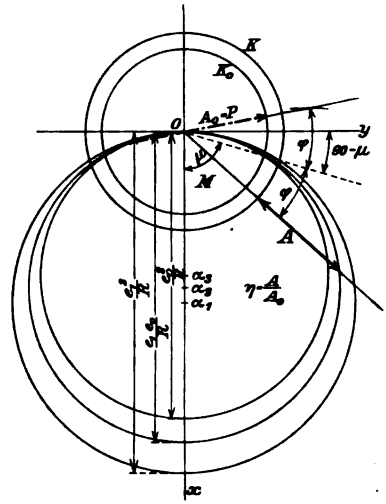


Fig. 115.

Man hat demnach wieder bloß zwei Kreise über die Durchmesser

$$\frac{e_0^2}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}} \quad \text{und} \quad \frac{e_1 e_0}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}}$$

zu konstruieren, und der Vektor unter dem Winkel $(\mu + \varphi)$ gibt durch die Abschnitte auf dem Kreise K_0 und dem Kreis über

$$\frac{e_1 e_0}{\sqrt{\lambda^2 + r^2}}$$

schon die Generatorarbeit $P = A_0$.

$\frac{A}{A_0}$ ist der Nutzeffekt der Übertragung $= \eta$.

Wie schon anfangs ausdrücklich betont, ist unter e_1 in den bisher entwickelten Gleichungen und Diagrammen stets die tatsächliche Gegen-EMK. verstanden, so daß die Diagramme den Verlauf der Arbeitswerte bei konstanter Gegen-EMK. darstellen. Unter dieser Voraussetzung haben wir gesehen, daß die Überlastungsfähigkeit bei gleichbleibender Gesamtimpedanz um so mehr steigt, je überwältigender der induktive Abfall gegenüber dem Ohmschen Abfall ist. Großer Ohmscher Widerstand beeinträchtigt die

maximale Größe des Drehmoments außerordentlich. Ja, es ist sogar aus Fig. 114 klar, daß, wenn aus der Einschaltung mäßigen induktiven Widerstandes sonstige Vorteile entspringen, dagegen vom Standpunkte der Überlastungsfähigkeit ein ernster Einwand nicht erhoben werden kann.

In der Praxis ist nun die konstante Gegen-EMK. niemals vorhanden. Sie wäre bloß im Falle einer automatischen Bedienung möglich, und zwar durch ein Voltmeterrelais, das indirekt auf die Erregung wirkt. Der gewöhnliche Fall ist der, daß die Erregerwicklung an den Gleichstrombürsten liegt, oder daß außer einer solchen Nebenschlußerregung noch eine Serienerregung vorhanden ist. In beiden Fällen ist dann das resultierende Feld in Abhängigkeit von der Belastung und von den Verhältnissen in der Linie.

Um den Einfluß der Linie auf das resultierende Feld und damit auch auf die Spannung am Synchronmotor oder — wo dies weit wichtiger ist — am Synchronkonverter zu studieren, müssen wir zunächst den Spannungsabfall in der Linie näher betrachten.

Es ist usuell, den Verlust in der Linie bzw. den Verlust in Wechselstromkreisen überhaupt in zwei Komponenten zu zerlegen: in den Ohmschen und in den induktiven Verlust. Sei in Fig. 116 $o\,e_1$ die Spannung am Anfang der Linie und $J\,R$ der Ohmsche Spannungsabfall. Senkrecht zu letzterem (in Richtung *2*, *3*) ist der induktive Abfall $J\,\omega\,L$. Nun können wir $J\,R$ in zwei Komponenten zerlegen, die rechtwinklig zueinander sind und den Ohmschen Abfall der Wattkomponente ($i\,R$) bzw. der wattlosen Komponente ($i_0\,R$) darstellen; in gleicher Weise zerlegen wir auch den induktiven Abfall in zwei Komponenten $i\,\omega\,L$ und $i_0\,\omega\,L$. Der gesamte Abfall, der durch $e_1\,e_2$ dargestellt wäre, zerfällt sonach in vier Komponenten:

$$i\,R,\ i_0\,R,\ i\,\omega\,L,\ i_0\,\omega\,L.$$

Natürlich können wir diese vier Komponenten in jeder beliebigen Reihenfolge aneinanderfügen, z. B. so, wie dies in Fig. 117 geschehen, und zwar in der Reihenfolge:

$$i\,R,\ i\,\omega\,L,\ i_0\,R,\ i_0\,\omega\,L.$$

Das heißt aber mit anderen Worten, daß man die Zusammensetzung des Spannungsabfalles auch so vornehmen kann, daß man zu dem Gesamtabfall des Wattstromes denjenigen des wattlosen Stromes addiert. Bei festgehaltener Größe des Wattstromes wird sich (siehe Fig. 118) der Endpunkt *3* auf der Linie $x\,x$ verschieben, da das schraffierte Dreieck sich stets ähnlich bleiben muß.

Wenn demnach bei gegebenem Wattstrom sich die Größe des wattlosen Stromes ändert, so ist der geometrische Ort der End-

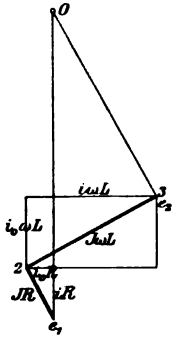


Fig. 116.

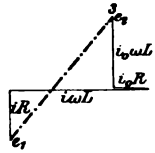


Fig. 117.

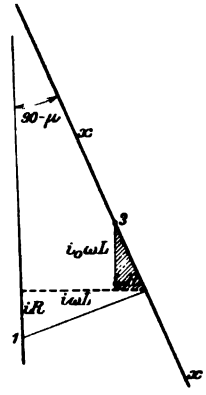


Fig. 118.

punkte der Spannungsabfallvektoren eine gerade Linie, die vom Ausgangspunkt der Vektoren die senkrechte Entfernung $i\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}$ (d. i. der Gesamtabfall des Wattstromes) besitzt und die mit der Richtung des Wattstromes den Winkel $90 - \mu$ $\left(\text{tg}\,\mu = \frac{\omega L}{R}\right)$ einschließt.

Bei gegebener Richtung des Wattstroms bzw. der Gegen-EMK. der getriebenen Maschine und bei variabler Größe des wattlosen Stromes wandert also der Endpunkt des Vektors des Spannungsabfalles auf der vorhin definierten Geraden. Durch diesen Spannungsabfall, die Richtung der Gegen-EMK. und durch die Größe der EMK. der Maschine, die als Generator wirkt, ist das Spannungsdreieck vollkommen definiert, so daß zu jedem Wert des wattlosen Stromes und dem zugehörigen Wert des Abfalles, den dieser be-

wirkt, ein bestimmter Wert des resultierenden Feldes bzw. der Spannung an der getriebenen Maschine sich ergibt.

Da diese Gegen-EMK. eine eindeutige Funktion des resultierenden Feldes ist, so kann der Satz aufgestellt werden:

„Bei gegebener Richtung und Größe des Wattstromes ist das resultierende Feld eine eindeutige Funktion der wattlosen Komponenten des zugeführten Wechselstromes und der Verhältnisse der Linie."

Das resultierende Feld selbst aber ist andererseits bestimmt durch die Gesamtzahl der wirksamen Amperewindungen, nämlich der Gleichstrom-Amperewindungen und der Amperewindungen, die durch die wattlose Wechselstromkomponente hervorgerufen werden.

Demnach ist 1. das resultierende Feld bzw. die Spannung eine Funktion der wattlosen Komponente des Wechselstromes und 2. die Spannung eine Funktion des Verlustes, den die wattlose Wechselstromkomponente in der Linie hervorruft.

Der wirkliche Zustand ist dann durch folgenden Satz definiert:

„Bei gegebenem Wattstrom stellt sich ein solcher wattloser Strom ein, daß die Spannung am Ende der Linie einem Feld entspricht, wie es von der algebraischen Summe der Gleichstrom-Amperewindungen und der durch den wattlosen Strom gegebenen Amperewindungen erzeugt wird."

Dieser Grundsatz wird uns auch das Mittel an die Hand geben, ein Diagramm für die Regulierfähigkeit zu entwerfen; wir müssen jedoch vorher über die Umwandlung von Wechselstrom- in Gleichstrom-Amperewindungen etwas einfügen.

Magnetisierend wirken bloß die wattlosen Ströme. Das Wattfeld, das bei Umformern sehr klein, bei Synchronmotoren relativ groß ist, ist Quermagnetismus und ist maßgebend für das mechanische Drehmoment.

Die Zahl der Amperewindungen der wattlosen Ströme sind direkt als magnetisierende bzw. entmagnetisierende Amperewindungen zu betrachten.

Bloß wenn die Bürsten nicht in der theoretischen neutralen Zone stehen, wirkt ein Teil der Gleichstrom-Amperewindungen der

Armatur magnetisierend. Diese sind bei konstanter Bürstenstellung so zu behandeln wie eine Compoundwicklung.

Um nun die Amperewindungen des wattlosen Wechselstromes durch Gleichstrom-Amperewindungen auszudrücken, beachten wir, daß die maximale Sternspannung in einem beliebig phasigen System $= \frac{1}{2}$ Gleichspannung ist (siehe Fig. 119); demnach ist der Effektivwert der Sternspannung

$$= \frac{1}{2} \frac{\text{Gleichspannung}}{\sqrt{2}}.$$

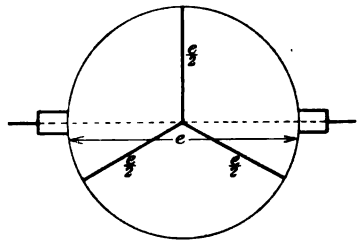


Fig. 119.

Daraus folgt die Stromstärke pro Linie aus der einfachen Bedingungsgleichung

$$n\, i_w\, e_w = E_g\, J_g = 1$$

(n = Zahl der Phasen, i_w, e_w effektive Wechselstrom- und Spannungswerte pro Phase, E_g, J_g Gleichstromwerte).

Es ist also:

$$e_w = \frac{1}{2} \frac{E_g}{\sqrt{2}},$$

$$n\, i_w = \frac{2\sqrt{2}}{E_g} = 2\sqrt{2}\, J_g,$$

$$i_w = \frac{2\sqrt{2}\, J_g}{n}.$$

n ist für Einphasenstrom $= 2$ (2 Zuleitungen)
„ Dreiphasenstrom $= 3$
„ (Zwei-)Vierphasenstrom $= 4$ usw.

Für ein Siebenphasensystem wäre beispielsweise

$$e_w = \frac{1}{2} \frac{E_g}{\sqrt{2}}, \qquad i_w = \frac{2\sqrt{2}\, E_g}{7}.$$

Aus diesen Sternspannungen und Linienströmen ergeben sich in sehr einfacher Weise durch die bekannten planimetrischen Beziehungen die Seitenspannungen und Phasenströme.

Es ist demnach einerlei, ob wir einer Gleichstromarmatur durch Bürsten einen Gleichstrom $= 1$ oder durch 2, 3, 4 usw. Schleif-

ringe einen Strom pro Linie, dessen Effektivwert $\frac{2\sqrt{2}}{2}$, $\frac{2\sqrt{2}}{3}$, $\frac{2\sqrt{2}}{4}$ usw. gleich ist, senden; die Amperewindungszahl bleibt in allen Fällen die gleiche.

Einem dreiphasigen Wechselstrom mit einem Strom vom Effektivwert i_w pro Linie entspricht nach dem Früheren ein Gleichstrom

$$J_g = \frac{i_w \cdot 3}{2\sqrt{2}}.$$

Die Gleichstromarmatur hat $\frac{J_g}{2} \cdot N \cdot \frac{2}{\pi}$ wirksame Amperedrähte, wenn N die gesamte Zahl der wirksamen Drähte ist, oder, was dasselbe ist,

$$\frac{i_w 3}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{N}{\pi} \text{ Amperedrähte } \left[\text{allgem. } \frac{i_w n}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{N}{\pi}\right].$$

Man ist also stets in der Lage, aus der Phasenzahl, der Zahl der wirksamen Drähte am Armaturumfang und dem effektiven Wechselstromwert die Zahl der äquivalenten Gleichstromamperewindungen zu berechnen. Schließlich wäre noch zu beachten, daß sowohl die Gleichstrom- als die Wechselstrom-Amperewindungen nicht voll auf den ganzen Magnetkranz wirken, vielmehr ein Teil der Kraftlinien der Armatur bzw. des Magnetkranzes sich schließt, ohne den anderen durchsetzt zu haben; die Streuung können wir aber in der gewöhnlichen Weise berücksichtigen.

Durch die nun gemachten Erörterungen sind alle Verhältnisse der Synchronmotoren bzw. Umformer auf die einfachsten Grundlagen zurückgeführt, und es fällt nicht mehr schwer, ein Diagramm, das alle wirklichen Verhältnisse der synchronen Maschine und der Linie berücksichtigt, zu entwerfen.

Die Gegen-EMK. sei durch $o\,e$ gegeben. (Siehe Fig. 120.) Dann ist die Richtung des Wattstromes ein für allemal festgelegt. Bei gegebenem $\frac{\omega L}{R}$ des Kreises ist der geometrische Ort der Endpunkte der Spannungsabfälle für die verschiedenen wattlosen Stromwerte ein bestimmter. Da wir hier von der getriebenen Maschine ausgehen (deren Spannung die Richtung $oo\,e$ hat), so müssen wir zunächst $i\,R$ (Ohmscher Abfall des Wattstromes), dann $i\,\omega\,L$ hin-

zufügen. Der Vektor $e\,o$ stellt den Linienabfall für den Fall, daß der wattlose Strom = 0 ist, dar; die Vektoren $e\,1$, $e\,2$, $e\,3$ sind verschieden großen wattlosen, voreilenden Strömen, $e\,1'$, $e\,2'$, $e\,3'$ usw. verschieden großen wattlosen, nacheilenden Strömen zugehörig.

$o\,e$ bildet mit $e\,oo$ und $o\,oo = E$ (EMK. der treibenden Maschine) das Spannungsdreieck.

Aus der gegebenen Anfangsspannung E sind nunmehr sämtliche Spannungsdreiecke bestimmt. Z. B. sind in Fig. 120 die Dreiecke $III\,e\,3$ bzw. $III'\,e\,3'$ eingezeichnet; sie gehören zum gleichen Wert des Wattstromes und des wattlosen Stromes, doch ist dieser im ersten Fall vor-, im zweiten Fall nacheilend. Durch $III\,e$ bzw. $III'\,e$ sind die Spannungen an der getriebenen Maschine (Motor oder Umformer) gegeben und damit auch die zugehörenden resultierenden Felder.

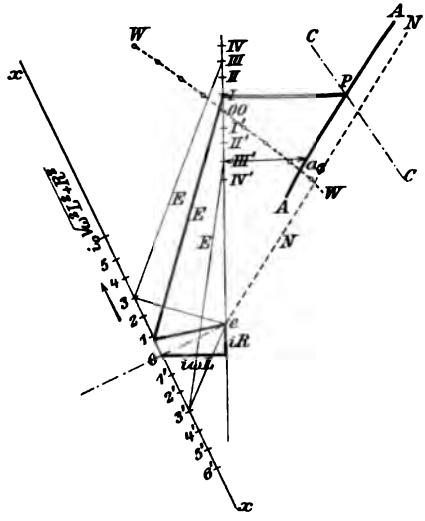


Fig. 120.

Von all den Fällen, zu welchen je eines der Spannungsdreiecke z. B. $IV\,e\,4$ oder $IV'\,e\,4'$ usw. gehört, ist bei gegebener Windungszahl auf Armatur und Feld, gegebenen Bedingungen für die Erregung (ob durch Akkumulatoren oder im Nebenschluß, oder ob Compounderregung) und bei gegebenen ωL und R der Linie nur ein Spannungsdreieck wirklich möglich. Dieser spezielle Fall ist dadurch bestimmt, daß für ihn die Gesamtzahl der wirksamen Amperewindungen identisch gleich der für das gegebene resultierende Feld erforderlichen Amperewindungen ist.

Die erforderlichen Amperewindungen ergeben sich aus den magnetischen Verhältnissen der Maschine und seien durch die Kurve $A\,A$ dargestellt; d. h. für irgendeine Spannung $e\,III'$ wird ein Feld erforderlich, das durch $III'\,a_3$ dargestellt ist.

Die Zahl der wirksamen Amperewindungen hängt von dem Systeme der Erregung ab, das außerordentlich vielseitig sein kann. In Fig. 120 ist der Fall der einfachen Nebenschlußerregung, in Fig. 121 der Fall der Compounderregung behandelt.

Im Falle Fig. 120 fließt durch die Magnetwicklungen ein Strom, der stets proportional der Spannung ist und sonst durch den Widerstand der Nebenschlußwicklung bestimmt wird. Die Windungszahl und dieser Widerstand gibt demnach die Konstante, d. i. nämlich den Neigungswinkel dieser Geraden mit der Richtung der Gegen-EMK. Die Erreger-Amperewindungen der Nebenschlußwicklung seien demnach durch NN dargestellt.

Die Erreger-Amperewindungen der Armatur sind durch die wattlose Stromkomponente, die Phasen- und Windungszahl eindeutig festgelegt, und es kann zu jedem Punkt I, II usw. bzw. I', II', III' usw. die wattlose Komponente und die ihr entsprechende Amperewindungszahl festgelegt werden (Kurve WW). Die Kurve WW und die Gerade NN geben die resultierende CC, welche die bei den einzelnen Spannungen auftretende, wirksame Amperewindungszahl darstellt. Dort wo CC AA schneidet, ist die wirksame Amperewindungszahl gleich der erforderlichen, und die zu diesem Punkte (P) gehörige Spannung stellt sich tatsächlich ein (siehe das stark gezeichnete Spannungsdreieck).

Es ist nun sofort zu überblicken, was geschieht, wenn wir den Nebenschlußwiderstand verändern; vergrößern wir ihn, so wird die Neigung von NN geringer und der Punkt P entspricht einer kleineren Spannung (eventuell auch schon einem phasennacheilenden Strom), verringern wir ihn, so steigt die Spannung und die Voreilung wird größer.

Eine solche Erhöhung der wirksamen Amperewindungszahl mit der Belastung bewirkt automatisch eine Compoundwicklung (Fig. 121). In einem solchen Falle verändert sich mit der Belastung die aus der Summe der Nebenschluß- und der Hauptstromerregung bestehende Außenerregung, indem sich deren Resultierende parallel zu sich verschiebt. Auf diese Weise wird bei steigender Belastung eine steigende Spannung an der Maschine, bei fallender Belastung eine geringer werdende Spannung erreicht. Hand in

Hand mit der Spannungsregulierung geht auch die Phasenregulierung, und man ist durch richtige Wahl der Neben- und Hauptschlußerregung in der Lage, bei einer ganz bestimmten Belastung, z. B. $^3/_4$ Vollast $\cos\varphi = 1$ zu erreichen.

Die richtige Wahl ist jedoch, wie aus dem Diagramm zu ersehen, von den Verhältnissen in der Linie in hohem Maße abhängig, da diese die Neigung der Geraden $x\,x$ und ihren Abstand, dann aber auch die Höhenlage der Punkte *0*, *I*, *II*, *III* usw., *I'*, *II'*, *III'* usw. bestimmen, wodurch der Schnittpunkt AA mit CC beeinflußt wird.

Mit veränderlichem Wattstrom verschiebt sich $x\,x$ zu sich parallel.

Nur nebenbei sei auch der Fall erwähnt, wo man mit steigender Last ein allmähliches Sinken der Spannung bewirken will (z. B. wenn ein Synchronkonverter mit einer Akkumulatorenbatterie parallel arbeitet). Man kann dies, wie sich aus Fig. 120 und 121 ohne weiteres ergibt, dadurch erreichen, daß man mit steigender Last P sinken läßt, was durch eine Gegencompoundwicklung bewirkt werden kann.

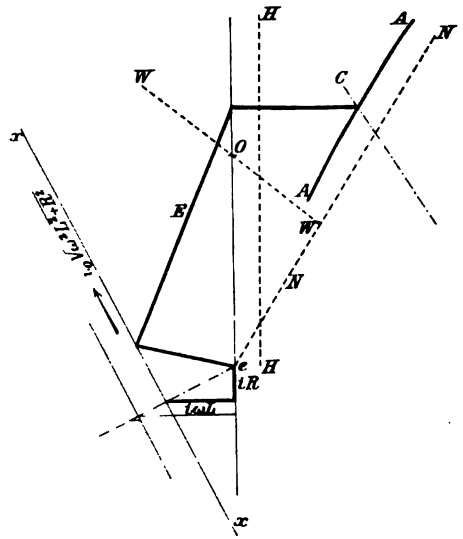


Fig. 121.

Die Selbstinduktion des gesamten Kreises enthält auch diejenige der getriebenen Maschine. Bei Umformern ist sie bei gleicher Leistung stets kleiner als bei Motoren, so daß sie unter Umständen zu klein ist, um die gewünschte Regulierfähigkeit zu geben. Man kann dann, ohne die Überlastungsfähigkeit zu beeinträchtigen, Drosselspulen vorschalten.

Die richtige Wahl ist stets von den Linienverhältnissen abhängig.

Was schließlich das Pendeln betrifft, so wollen wir — ohne auf diese Erscheinung selbst einzugehen — an Hand der im I. Teil

gegebenen Diagramme den Einfluß des Ohmschen Widerstandes und der Selbstinduktion der Linie betrachten. Mit steigender Belastung wird der Vektorwinkel zwischen der EMK. der treibenden und der Gegen-EMK. der getriebenen Maschine größer. Aber diese Zunahme ist abhängig vom Verhältnis $\frac{\omega L}{R}$ im Kreise und wird um so größer, je kleiner dieses Verhältnis ist.

Diese Steigerung des Winkels bedingt aber einen Abfall in der Armaturgeschwindigkeit, und je größer die Zunahme der Belastung, desto stärker die Geschwindigkeitsänderung. Diese Geschwindigkeitsabnahme ergibt sich übrigens auch aus dem Umstande, daß bei momentaner Mehrbelastung sekundär die Differenz in Form mechanischer Energie abgegeben werden muß.

Diese Tourenabnahme bei steigender Belastung ist der Impuls zur Oszillation, deren Intensität und Amplitude sich je nach der Größe des Trägheitsmomentes der Armaturen, nach der Selbstinduktion des Kreises und nach der Größe der Dämpfung richtet.

Der Impuls wird jedenfalls um so energischer, je größer bei gleicher Belastungszunahme die Vergrößerung des Vektorwinkels ist, d. h. je kleiner das Verhältnis $- = \frac{\omega L}{R}$ wird.

Die Asynchronmotoren als Synchronmotoren.[1])

Zur Methode, die Herr Danielson in der Elektrotechn. Zeitschr. 1901, Heft 52 bespricht, und welche ich ca. 2 Wochen vor dem Erscheinen jenes Aufsatzes an einem 7,5-PS-Motor versucht hatte, möchte ich folgende Bemerkungen machen:

Auch mir scheint diese Methode wegen der Vergrößerung des Leistungsfaktors und wegen der Erhöhung des Nutzeffektes insbesondere für große Maschinen anwendbar, aber bloß in solchen Fällen, wo auf Überlastungsfähigkeit kein Wert gelegt wird. Ich möchte in Kürze auf die Überlastungsfähigkeit zurückkommen, indem ich auf ein Diagramm zurückgreife, das ich vor ca. 2 Jahren

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1902, Heft 3.

für Synchronmotoren überhaupt entwickelt habe und das für den vorliegenden Fall eine besonders einfache Anwendung zuläßt[1]).

Die Arbeitsleistung eines Synchronmotors ist:

$$A = \frac{-e_1 e_0}{\sqrt{\omega \lambda^2 + r^2}} \cos(\varphi - \mu) + \frac{e_1^2}{\sqrt{\omega \lambda^2 + r^2}} \cos\mu ,$$

darin bedeutet:

e_1 die der Erregung entsprechende Gegen-EMK.,
e_0 die angelegte EMK.,
φ den Phasenwinkel zwischen e_1 und e_0,
$\sqrt{\omega \lambda^2 + r^2}$ die Gesamtimpedanz,
$\frac{\omega \lambda}{r} = \mathrm{tg}\mu$.

Bei gewöhnlichen Synchronmotoren, die ausgeprägte Pole besitzen, ist $\omega \lambda$ abhängig von der Phasenverschiebung zwischen e_0 und dem Ankerstrom, denn λ deckt in dieser Formel die Gesamtankerrückwirkung. Für den hier vorliegenden Fall des aus dem Asynchronmotor entwickelten Synchronmotors ist

$$\frac{1}{\sqrt{\omega \lambda^2 + r^2}}$$

nichts anderes als die Admittanz oder

$$\frac{e_1}{\sqrt{\omega \lambda^2 + r^2}} = i_\mu$$

der Magnetisierungsstrom.

Wie an der zitierten Stelle gezeigt ist, läßt sich die Arbeit bzw. das Drehmoment eines Synchronmotors auf Grund obiger Formel durch das in Fig. 122 gegebene Sicheldiagramm darstellen. Für irgend ein gewünschtes Drehmoment A stellt sich zwischen e_1 und e_0 der Winkel φ_a ein; für $\varphi = \mu$ ist das Maximum des Drehmoments zu erzielen.

---

[1]) Siehe Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1900, Heft 25 und S. 150 dieser Sammlung.

Würden wir e_1 so wählen, daß $e_0 = e_1$ und die magnetischen Wege wie beim Asynchronmotor belassen, so würde das maximale Drehmoment etwa $^1/_3$ des normalen Drehmomentes des Induktionsmotors sein. Um das maximale Drehmoment zu vergrößern, haben wir nun zwei Wege: 1. e_1 größer als e_0 zu machen, oder 2. die Admittanz zu vergrößern.

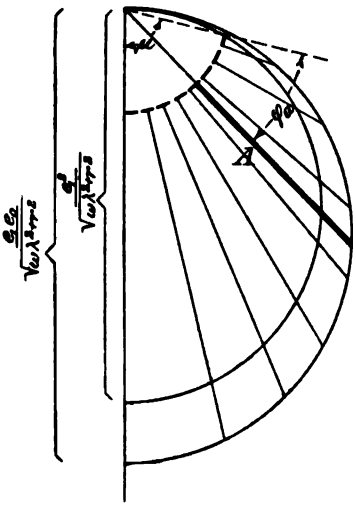


Fig. 122.

Das letztere geschieht wohl hauptsächlich durch Vergrößerung des Luftspaltes. In beiden Fällen 1 und 2 wird — nahezu im selben Verhältnis wie das maximale Drehmoment — auch der Magnetisierungsstrom wachsen. Praktisch kann dies nur so weit getrieben werden, bis der Gleichstrom, der nun als Magnetisierungsstrom wirkt, die gleiche Größe hat wie der Wechselstrom. Das ergibt nach den früheren Überlegungen ein maximales

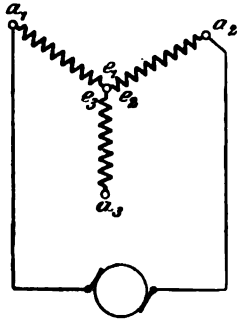


Fig. 123a.

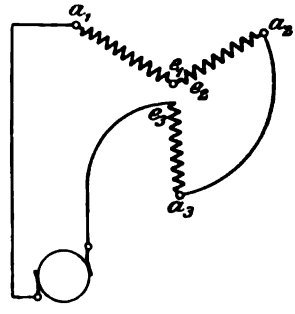


Fig. 123b.

Drehmoment von der ungefähren Größe des normalen Drehmoments des Induktionsmotors. Treibt man die Erregung — wie Herr Danielson dies auch bei seinem Versuch tat — höher,

so kann man eine entsprechend höhere Überlastungsfähigkeit erhalten.

Durch die magnetische Disposition, insbesondere auch durch bessere Ausnutzung, d. h. durch Mehraufwand an Kupfer am Rotor, der als Gleichstromerregersystem herangezogen wird, kann man in mancher Beziehung den Synchronmotor auf Kosten des Asynchronmotors verbessern. Fig. 123a und b zeigen zwei ebenfalls mit Erfolg angewendete Schaltungen des dreiphasigen Systems als einachsiges Erregersystem.

V.

Diese Arbeit enthält die erste Mitteilung über Ausführungen kompensierter Gleichstrommaschinen nach Déri. Seit damals sind solche Maschinen in aller Welt gebaut worden. Als ich diesen Vortrag im Jahre 1902 in Düsseldorf hielt, waren meine Schlußworte, daß die kompensierte Maschine bestimmt sei, eine Reihe von Problemen vollständiger zu lösen als die Gleichstrommaschine damals bekannter Art (ausgeprägte Pole, keine Hilfspole), Gegenstand des Zweifels. Angeregt durch Déri entwickelte sich dann die moderne Maschine mit kompensiertem Ankerfeld und daneben die Hilfspolmaschine.

Im Nachtrag zu dieser Arbeit ist eine besonders einfache Theorie der Kommutierung gegeben. Auf sie hat erstmals nach vielen Jahren Pichelmayer aufmerksam gemacht (Elektrotechn. Zeitschrift 1913, S. 158).

Über kompensierte Gleichstrommaschinen, System Déri.[1])

In den letzten Jahren sind nicht unbeträchtliche Fortschritte im Baue von Gleichstrommaschinen der normalen Art (mit ausgeprägten Polen) gemacht worden, und es werden jetzt auch Gleichstrommaschinen bis nahe an die Erwärmungsgrenze beansprucht. Mit zunehmender Erkenntnis der Kommutierungsvorgänge ging eine stets weitergehende Reduktion des Verhältnisses

$$\frac{\text{Magnetamperewindungen}}{\text{Ankeramperewindungen}}$$

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1902, Heft 37. Vortrag, gehalten auf der zehnten Jahresversammlung des Verbandes Deutscher Elektrotechniker in Düsseldorf 1902.

Hand in Hand. Bei modernen Maschinen erreicht dieses Verhältnis als unteren Wert etwa 1,5. Bei besonderer Beachtung der Polschuhform ist es wohl möglich, auch diesen Wert zu unterschreiten.

Man kann sich jedoch nicht verhehlen, daß — konstante Bürstenstellung angenommen — die richtige Kommutierung nur für eine ganz bestimmte Stromstärke erfolgt. Denn, mögen auch die Ansichten der verschiedenen Konstrukteure über Einzelheiten im Kommutierungsvorgange auseinandergehen, dies erkennen alle an: Es muß die durch das Verschwinden und in entgegengesetzter Richtung erfolgende Wiederauftreten des Stromes entstehende EMK. durch die EMK. der Induktion, die durch die Bewegung im Felde entsteht, aufgehoben werden. Die erste Größe ist mit dem Strom veränderlich, die zweite konstant. Wenn ein Mehrfaches des normalen Stromes eventuell auch bei geschwächtem Feld kommutiert werden soll, versagt die Gleichstrommaschine normaler Bauart. Selbst wo diese besonders schweren Bedingungen nicht vorliegen, wo aber die Methode der Entwicklung ähnlicher Typen, die die erfolgreichsten Konstrukteure verwendet haben, versagt, z. B. bei sehr hoher Umfangsgeschwindigkeit und beschränkter Polzahl, kommt man an diejenigen Grenzen, wo eine gute Gleichstrommaschine schwer oder gar nicht mehr gebaut werden kann.

Parallel mit dem Streben nach Vervollkommnung der Gleichstrommaschinen mit ausgeprägtem Feld ging denn auch das Verlangen nach Schaffung richtiger Bedingungen für den funkenlosen Gang. Die Bestrebungen Sayers, Fischer-Hinnens, Thompsons und Ryans[1]) sind bekannt. Bei allen diesen Vorschlägen für die Verbesserung der Kommutierung spielt die Beseitigung der Ankerrückwirkung eine wichtige Rolle, weil die Schaffung eines Kommutierungsfeldes die Verstärkung der Ankerrückwirkung zur Folge hat und das Ankerfeld stets die entgegengesetzte Richtung des Kommutierungsfeldes besitzt.

---

[1]) Siehe auch die sehr interessante Arbeit: A. J. Ryan and Milton E. Thompson, Paper read before the American Institute of Electrical Engineers, March 20, 1895.

Dérische Wicklungsanordnung.

An diese Aufgabe stellte sich jetzt vor ca. $4^1/_2$ Jahren Ingenieur Déri, bis dahin ein spezifischer Wechselstromtechniker, und da er überdies gerade bei Ausführung einer kombinierten Gleichstrom-Drehstrommaschine dieser Frage begegnete, kam er auf den Gedanken, die Feldwicklung und die das Ankerfeld aufhebende Kompensationswicklung, jede mit der entsprechenden Amperewindungs-

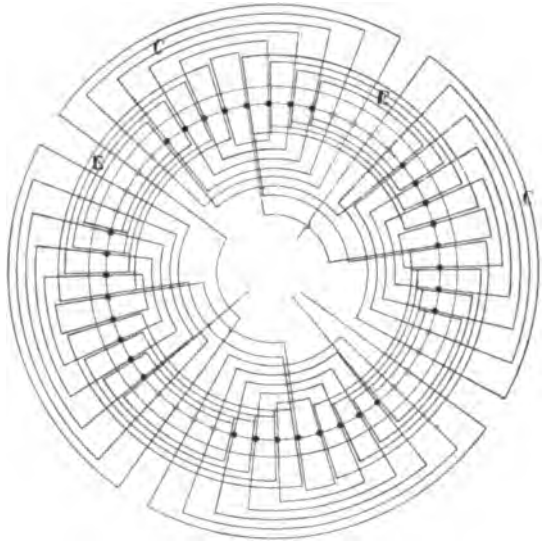


Fig. 124.

zahl an einem dem Drehstromstator nachgebildeten, also gleichmäßig um den Armaturumfang verteilten Eisenkörper anzuordnen.

Gleich einer zweiphasigen Wicklung wird am Stator die Kompensations- und die Erregerwicklung angeordnet. Dabei sind für die Erregerwicklungen — je nach der Größe des Luftspalts — nur ein Dritteil bis maximal die Hälfte der Amperewindungen der Kompensationswicklung nötig.

Fig. 124 zeigt ein Schema für eine vierpolige Statorwicklung mit 48 Nuten. Die Nebenschluß- (Erreger-) Wicklung *E* umfaßt in jedem Polfeld 8 Nuten, indem sie die mitten im Feld liegenden Nuten frei läßt. Die Kompensationswicklung *C* besetzt sämtliche

Nuten, um eine möglichste Gleichartigkeit der von der Kompensationswicklung und der Ankerwicklung erzeugten Felder zu erzielen.

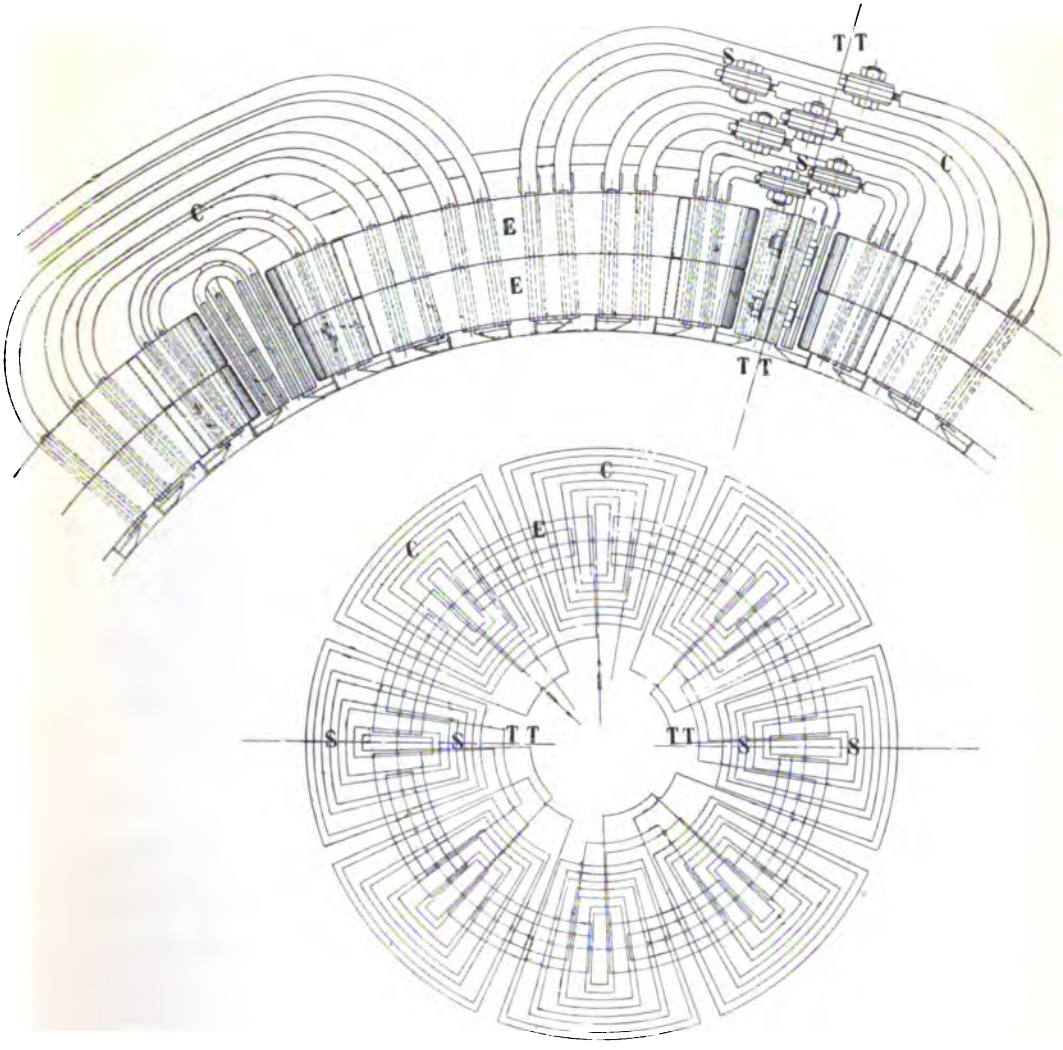


Fig. 125.

Fig. 125 zeigt das Schema und einen Teil der Wicklungsanordnung für einen achtpoligen Stator einer kompensierten Maschine. Die Nebenschlußbewicklung besetzt nur 4 der 8 Nuten pro Pol.

Die Kompensationswicklung ist als konzentrische Stabwicklung ausgeführt. Dort, wo die Teilfuge TT angeordnet werden soll, sind Schlösser S angebracht.

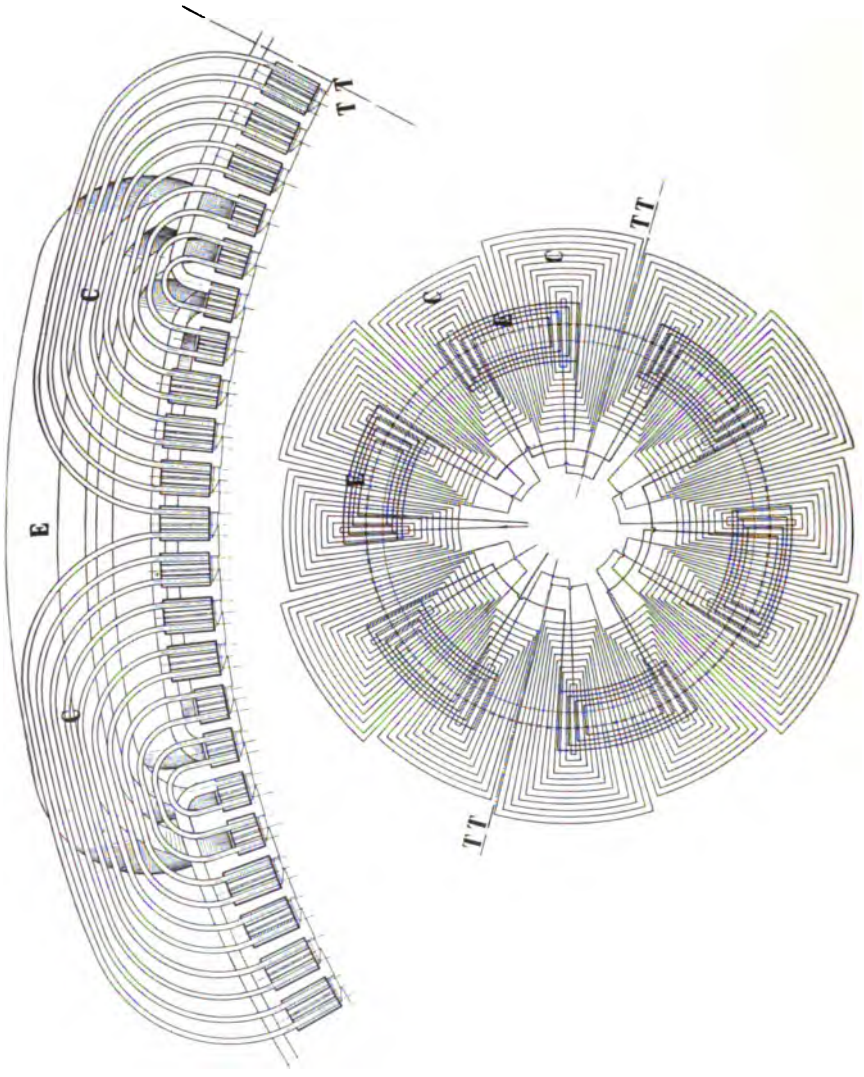


Fig. 126.

Fig. 126 zeigt ein Schema für einen 12poligen Stator, bei welchem die Nebenschlußwicklung als Folgepolwicklung ausgeführt ist und pro Pol im ganzen 4 Nuten besetzt, während die als konzen-

trische Stabwicklung ausgeführte Kompensationswicklung wieder alle Nuten besetzt. Die Teilfuge kann dann bei $T\,T$ angeordnet

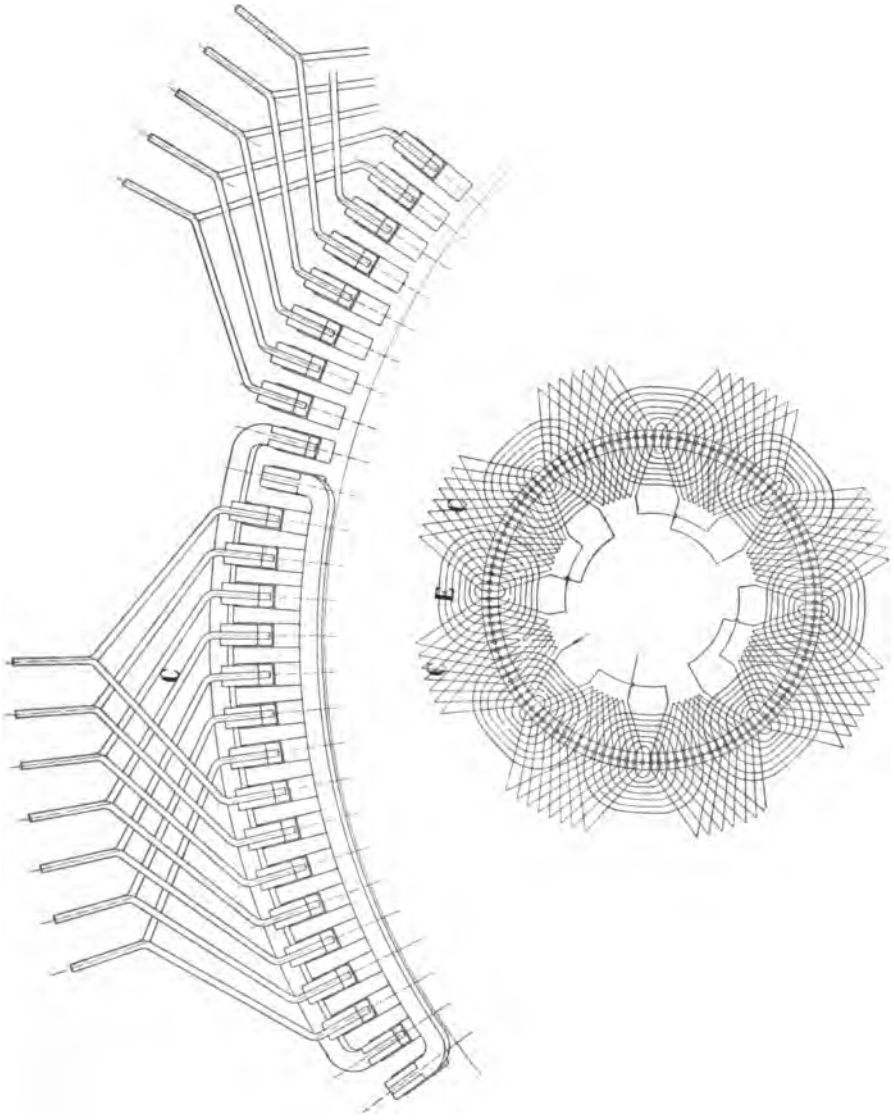


Fig. 127.

werden, ohne die Anbringung von Schlössern in der Kompensationswicklung zu erfordern.

Fig. 127 zeigt einen Fall, wo die Erreger- und Kompensationswicklung alle Nuten bedecken und wobei die Kompensationswicklung als aufgeschnittene Gleichstromwicklung ausgeführt ist.

Das Wesentliche der Dérischen Kompensation besteht jedoch auch darin, daß die Amperewindungszahl der Kompensationswicklung nicht gleich groß der Ankeramperewindungszahl ist, sondern

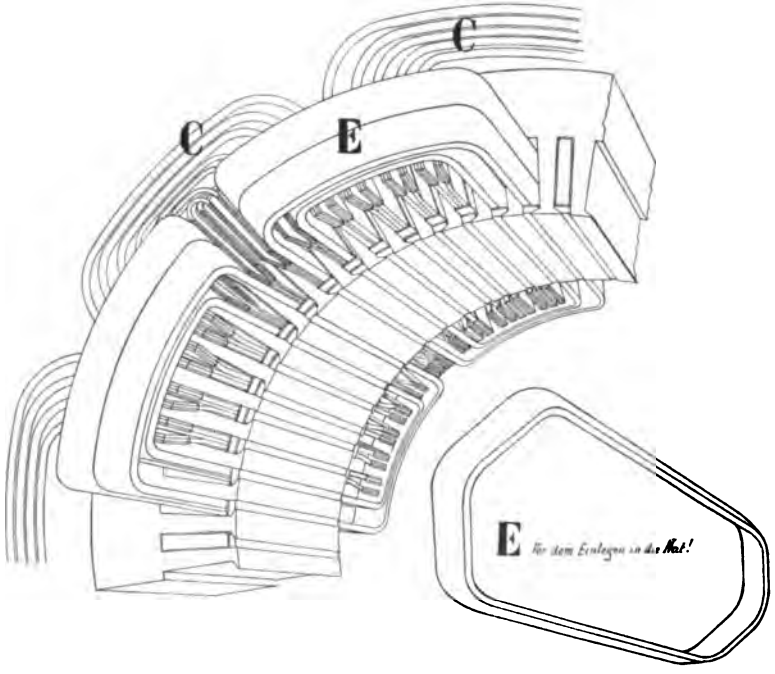


Fig. 128.

um ein bestimmtes Maß größer, so daß die Differenz der Anker- und Kompensationsamperewindungen ein Feld — das sog. Kommutierungsfeld — erzeugt, das stets proportional ist dem Ankerstrom, der in Serie die Kompensationswicklung durchfließt. Durch richtige Wahl der Windungszahl und eventuelle Shuntung der Kompensationswicklung, wenn diese zu reichlich ist, ist man in der Lage, ein für allemal für alle Belastungen und Überlastungen das richtige Kommutierungsfeld einzuhalten.

Allgemeine Eigenschaften der kompensierten Maschinen.

Um das Verhalten solcher Maschinen in einfacher Weise überblicken zu können, stellen wir folgende einfache Betrachtung an. Die Erregerwicklung E, die Kompensationswicklung C und die Ankerwicklung A seien alle gleichmäßig am Armaturumfange verteilt und die Amperewindungen, die sie vorstellen, durch die Kreise e, a und c dargestellt. Alles ist auf ein zweipoliges System bezogen. Die Diameter der Kreise stellen dann die maximalen Amperewindungen der betreffenden Wicklung dar. Wenn, wie Fig. 129 dies zeigt, die Achsen von C und A zusammenfallen und senkrecht auf der Achse E stehen, dann entspricht die Bürstenspannung dem von E erzeugten Felde. Ist N_c, N_a die auf den Totalstrom bezogene Drahtzahl der Kompensations- und Ankerwicklung, N_e die Drahtzahl der Erregerwicklung, dann bilden:

$$J \cdot \frac{N_c - N_a}{\pi} \text{ Windungen}$$

die Überkompensationsamperewindungen, während

$$i \cdot \frac{N_e}{\pi}$$

das Feld erregen. Dabei ist J der A und C durchfließende Hauptstrom, i der Erregerstrom. Ist zwar Achse B, $B_{,,} = x\,x$, jedoch der Winkel zwischen $x\,x$ und $y\,y$ von 90° verschieden, also allgemein ϱ, dann entspricht die Bürstenspannung

$$i \cdot \frac{N_e}{\pi} \sin\varrho\,.$$

Steht $x\,x$ senkrecht zu $y\,y$ und schließt gleichzeitig B, und $B_{,,}$ mit $x\,x$ einen beliebigen Winkel, α, ein (Fig. 130), dann bilden, wie eine einfache Überlegung zeigt,

$$J \cdot \frac{N_c}{\pi} \cos\alpha - i \cdot \frac{N_e}{\pi} \sin\alpha$$

die Überkompensationswindungen und

$$i \cdot \frac{N_e}{\pi} \cos\alpha + J \cdot \frac{N_c}{\pi} \sin\alpha$$

die Felderregeramperewindungen.

Man sieht, daß nunmehr eine Abhängigkeit der Spannung zwischen den Bürsten B_I und B_{II} von der Stromstärke auftritt, die je nach dem Zeichen von α eine Aufwärts- oder Abwärtscompoundierung bedeutet. Andererseits ist aber auch das von den Überkompensationswindungen erzeugte Kommutierungsfeld nicht mehr eine einfache Funktion des Stromes, sondern auch der Erregeramperewindungen und des Winkels α.

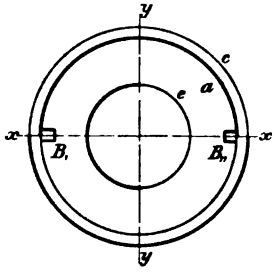


Fig. 129.

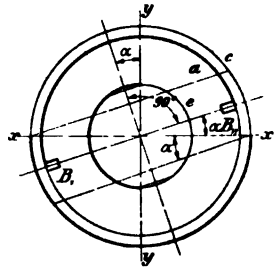


Fig. 130.

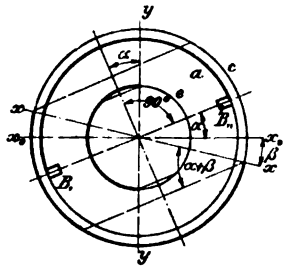


Fig. 131.

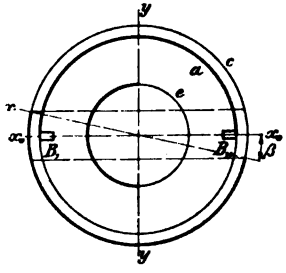


Fig. 132.

Fig. 131 stellt den Fall dar, wo $x\,x$ mit $y\,y$ den $\sphericalangle 90° + \beta$ einschließt; es wirken dann als Überkompensationswindungen

$$J\frac{N_e}{\pi}\cos(\alpha+\beta) - i\frac{N_e}{\pi}\sin\alpha\,,$$

während als Erregeramperewindungen

$$i\frac{N_e}{\pi}\cos\alpha + J\frac{N_e}{\pi}\sin(\alpha+\beta)$$

wirken[1]).

[1]) Als Spezialfall kann noch derjenige in Fig. 132 betrachtet werden, wo $\alpha = 0$ ist: die Überkompensationswindungen sind dann

$$J\cdot\frac{N_e}{\pi}\cos\beta\,,$$

Die gewählten Zeichen beziehen sich auf die Figuren resp. die darin eingezeichneten Winkel. Die Zusammensetzung ist nur als eine symbolische aufzufassen, die nur das Zusammenwirken dieser Amperewindungen vorstellen soll. Der wirkliche Feldverlauf wird durch die in den einzelnen Querschnitten wirkenden Amperewindungen und die magnetischen Widerstände bestimmt.

Je nach der Größe und der Richtung der Winkel α und β wird die Maschine den allgemeinen Charakter einer Compoundmaschine, einer Maschine für konstante Spannung oder einer Nebenschlußmaschine erreichen.

Die Überkompensationsamperewindungen, die das Kommutierungsfeld erzeugen, sind nur für $\alpha = 0$ (Fig. 129 und 132) genau proportional dem Armaturstrome; für $\alpha \gtrless 0$ hängen sie auch von dem Erregerfelde e ab. Tatsächlich kann man auch kompensierte Maschinen, die in der neutralen Zone ein Mehrfaches des normalen Stromes funkenfrei kommutieren, durch Verstellen der Bürsten ($\alpha \gtrless 0$) zum Funken bringen.

Ist das Überkompensationsfeld für $\alpha = 0$ richtig gewählt, dann wird es — beim Generator — durch Verstellen aus der Neutralen in der Richtung der Rotation geschwächt und bei der umgekehrten Verstellung verstärkt. Im ersteren Falle gibt es zu jedem Winkel α einen bestimmten Strom, den man noch gut kommutieren kann, während mit weiter zunehmender Stromstärke die Kommutierung schlechter wird. Im zweiten Falle jedoch wird mit zunehmendem Winkel α das Kommutierungsfeld zunächst stärker, und man kann dann durch Shuntung der Kompensationswicklung für irgendeine Stromstärke die richtige Kommutierung einstellen.

Die Shuntung der Kompensation ist übrigens auch sonst ein ausgezeichnet anwendbares Mittel, vorausgesetzt, daß die Kompensation zu stark ist. Man kann deshalb durch eine etwas reichlichere Dimensionierung der Kompensationswicklung den Ungewiß-

---

also wieder genau proportional dem Armaturstrom, die Erregerwindungen sind

$$i\frac{N_e}{\pi} + J\frac{N_e}{\pi}\sin\beta .$$

Eine solche Maschine hat das charakteristische Verhalten einer gewöhnlichen Compoundmaschine.

heiten in der Berechnung der Reaktanzspannung Rechnung tragen. Man nimmt dann ein kleines Mehrgewicht an Kompensationskupfer in Kauf, ohne jedoch eine Einbuße am Wirkungsgrade zu erleiden.

Die relative Richtung von Anker- und Kompensationswicklung ist geich beim Motor und Generator. Eine Verstellung der Bürsten ($\alpha \gtrless 10$) hat aber beim Motor die verkehrte Wirkung wie beim Generator. Dort, wo der Generator das Erregerfeld schwächt, verstärkt es der Motor, und wo es der Generator verstärkt (übercompoundierter Generator), schwächt es der Motor. Der letztere Fall wäre natürlich verhängnisvoll, denn der Motor würde deshalb einer größeren Tourenzahl zueilen, einen noch stärkeren Strom aufnehmen, das Feld noch weiter schwächen usw. Durch hohe Sättigung z. B. im Statorkern kann man indessen nicht nur in der theoretischen Neutralen, sondern auch bei Bürstenstellungen mit mäßiger Verschiebung im Sinne einer Aufwärtscompoundierung beim Generator einen sicheren Gang erzielen. Für nicht reversierbare Motoren ist der sichere Gang auch ohne Anwendung besonderer Sättigungen bei Stellungen der Bürsten, die einer Abwärtscompoundierung beim Generator entsprechen, gegeben.

Bemerkungen über die praktische Ausführung.

Bei dem praktischen Entwurf dieser Maschinentype ergaben sich einige charakteristische Details. Bei der ersten kompensiert ausgeführten Maschine waren sowohl die Kompensations- als die sog. Felderregungswicklung als Handwicklungen ausgeführt. Diese Wicklungsmethode ist seither für Serienmotoren mit relativ kleiner Stromstärke, wo eine Stabwicklung noch nicht zweckmäßig angeordnet werden kann, sehr erfolgreich angewendet worden. Für größere Stromstärken ist die Ausführung der Kompensationswicklung als Stabwicklung zweckmäßig, während für die Felderregerwicklungen, die im Nebenschluß liegen, die schablonenmäßig hergestellten und eingelegten Spulen sich als beste Lösung ergeben haben. Fig. 128 gibt eine perspektivische Skizze der Wicklungsanordnung Fig. 125; E sind die schablonisierten Nebenschlußspulen, C ist die als Stabwicklung durchgebildete Kompensationswicklung. Bei etwa vorkommenden Beschädigungen kann die Nebenschluß-

wicklung ohne die geringste Störung entfernt werden. Fig. 133 zeigt eine photographische Aufnahme des Stators einer von der Österreichischen Union Elektrizitäts-Gesellschaft hergestellten 40-KW-Maschine (Fig. 134); die Nebenschlußwicklung ist auch hier schablonisiert und eingelegt; sie wird durch einen eingeschobenen Eisenkeil hochgehalten. Fig. 135 ist eine gute Ver-

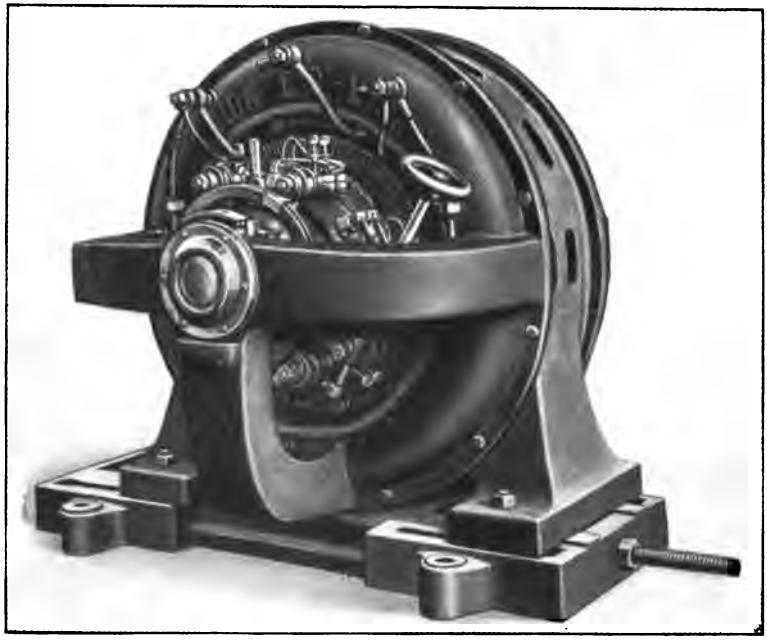


Fig. 133.

anschaulichung der Kompensationswicklung und stellt ebenfalls eine von der Österreichischen Union Elektrizitäts-Gesellschaft hergestellte Maschine (225 KW/150 Touren) dar.

Natürlich ist es nicht notwendig, daß die Nuten, die die Kompensations- und Erregerwicklung enthalten, von der gleichen Form sind wie diejenigen, die die Kompensationswicklung allein führen. Es empfiehlt sich daher, insbesondere wenn die Erregerwicklung als Nebenschlußwicklung ausgeführt wird, die Nutenzahl für diese Wicklung auf 4 oder 2 pro Pol zu beschränken, diese dafür größer

zu machen und die Nebenschlußspulen als kompakte Feldspulen auszuführen.

Eine solche Anordnung zeigt die photographische Abbildung Fig. 133, wo die Nebenschlußspulen als je eine in zwei übereinander angeordneten Teilen pro Pol angeordnet sind.

Fig. 136 und 137 geben eine totale Ansicht und einen Querschnitt durch die Maschine laut Fig. 135.

Fig. 134.

Die konstruktiv vollständigste Lösung ist offenbar diejenige, wo die Erreger- und Kompensationswicklung je als Stabwicklung ausgeführt werden. Das setzt eine relativ kleine Erregerspannung voraus.

Im Versuchsraum der Österreichischen Union Elektrizitäts-Gesellschaft wurden erfolgreiche Versuche mit Teilspannungserregung durchgeführt, und zwar sowohl nach Anordnung Fig. 138, wo durch die von der Teilbürste T und B, abgenommenen Ströme eine auf- oder abwärtscompoundierende Wirkung ausgeübt wird, als nach Anordnung Fig. 139 und 140, wo zwischen zwei Teilbürsten die Teilspannung entnommen wird. Zu völligem Abschluß sind die Versuche, namentlich mit den letzteren Anordnungen, noch nicht gekommen.

Die folgende Tabelle 1 gibt eine Zusammenstellung von Meßresultaten einer kompensierten Maschine, wo zwischen einer Haupt-

Tabelle 1.

i	Δ	δ	j	$\frac{\delta}{\Delta}$	n
1,35	122	64	4,6	0,525	700
1,55	135	71	5	0,525	700
1,7	140	74,5	5,2	0,53	700
1,92	155	80	5,6	0,52	700
0,64	41	27	7,7	0,67	700
0,95	60	40	11,5	0,67	700
1,3	78	50	14,5	0,64	700
1,85	107	66	19,1	0,62	700

Fig. 135.

und einer Teilbürste ein Strom entnommen wurde. i ist der Erregerstrom der Maschine, Δ die volle Bürstenspannung, δ die Spannung zwischen einer Bürste und der Teilbürste T, j ist die

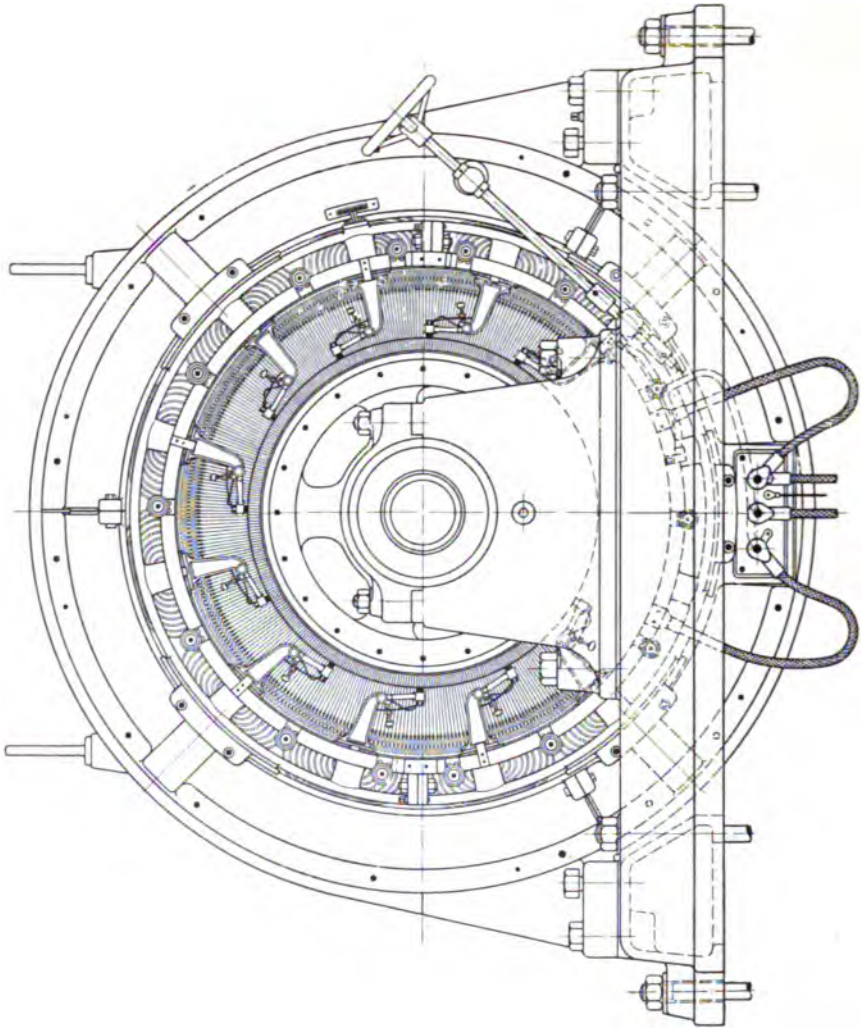


Fig. 136.

Stromstärke in Ampere im Teilkreis, n die Tourenzahl. Man sieht sehr deutlich, wie mit zunehmender Stromstärke im Teilkreis eine Feldverstärkung erfolgt, die sich durch die Selbsterregung noch steigert.

Der Querschnitt der dritten Bürste betrug 1,9 qcm.

Für sehr große Maschinen kann die in Fig. 141 angegebene Erregungsanordnung eine gute Anwendung finden; sie setzt eine eigene Erregerdynamo voraus und besteht darin, daß die Kom-

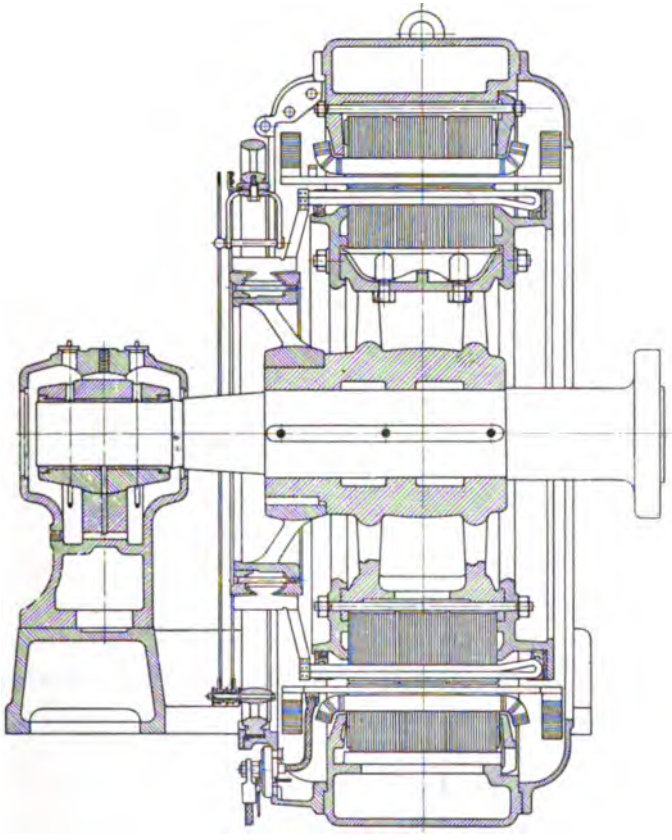


Fig. 137.

pensationswicklung als Gleichstromwicklung ausgeführt wird, die in einer Achse $x\,x$ die Anschlüsse für die Kompensationsströme erhält, während die Anschlüsse für die Erregerdynamo in einer um $\frac{90°}{p}$ (bezogen auf ein $2p$-poliges System) versetzten Achse liegen. Die Stromverteilung für diesen Fall zeigt Fig. 141. Der

Kompensationsstrom sei J, der Erregerstrom $i = \frac{p}{100} J$, der Ohmsche Widerstand eines Quadranten r, die Ohmsche Wärme ist dann:

$$\frac{r}{2}[(J-i)^2 + (J+i)^2] = r(J^2 + i^2).$$

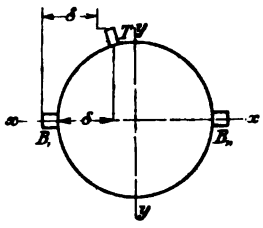


Fig. 138.

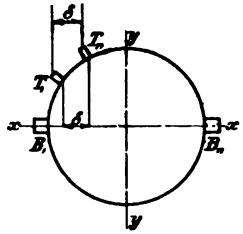


Fig. 139.

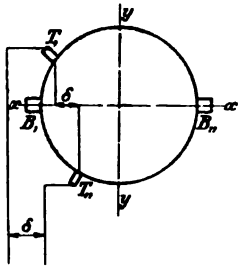


Fig. 140.

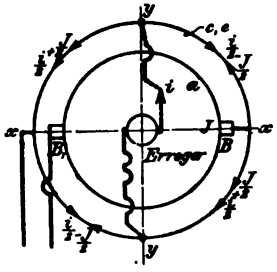


Fig. 141.

Soll diese Wicklung nun die gleiche Erwärmung geben wie eine reine Kompensationswicklung, so muß

$$r\,(J^2 + i^2) = r_0\,J^2$$

sein, oder

$$\frac{r}{r_0} = \frac{J^2}{J^2 + i^2},$$

bzw. das Verhältnis des Querschnittes ist:

$$\frac{q_0}{q} = \frac{J^2 + i^2}{J^2} = 1 + \left(\frac{p}{100}\right)^2.$$

Ist demnach beispielsweise die Amperewindungszahl für die Erregung 35% der Kompensations-Amperewindungen, so ist bloß eine Querschnittssteigerung von 12% notwendig.

Die vollständige Aufhebung der Armaturreaktion und Beseitigung der Schwierigkeiten für die Kommutierung gibt auch die Möglichkeit, mit der Luftdistanz ebensoweit hinunterzugehen, als die mechanischen Rücksichten es gestatten. Auch die hohen Zahninduktionen im Rotor und die bei Maschinen gewöhnlicher Bauart hierdurch bedingte Vermehrung der Amperewindungszahl auf den Magneten ist nicht erforderlich. Bei einigen Entwürfen, die praktisch sehr gute Resultate ergeben haben, bin ich bis zum Verhältnis

$$\frac{\text{Magnetamperewindungen}}{\text{Ankeramperewindungen}} = \frac{1}{3}$$

gelangt.

Bei großen Maschinen, bei denen der Materialaufwand gegenüber den aufzuwendenden Löhnen sehr groß ist, spielt dieser Umstand allein schon eine wesentliche Rolle. Der Minderaufwand an Magnetkupfer und die gleichmäßige Aufteilung des Kompensationskupfers am ganzen Umfange ergeben dann weiter auch geringe Außendimensionen.

Bei gleichem Gesamtkraftfluß wie bei einer Maschine mit ausgeprägten Polen ist die mittlere Kraftliniendichte geringer, weil — abgesehen von den Schlitzen — die volle Polbreite ausgenutzt wird. Wenn einzelne Magnetspulen nur einen Teil der Polbreite umfassen, so sind sie nicht voll wirksam. Ihr Wirksamkeitskoeffizient ist das Verhältnis der Sehne zum Polbogen, bezogen auf ein zweipoliges System.

Bei gleicher mittlerer Kraftliniendichte würde die gesamte Ausnutzung der Maschine eine bessere. Bei den bisherigen Entwürfen habe ich mich an die untere Grenze gehalten, wohl hauptsächlich, um die magnetischen Züge in jenen Grenzen zu halten, die die mechanischen Teile zulassen.

Dem Minderaufwand an Erregung entspricht eine Verminderung der Verluste, dem die Mehrverluste in der Kompensation gegenüberstehen. Der Nutzeffekt der kompensierten Maschine würde sich daher bei sonst gleichem Materialaufwand im Anker stets um 1 bis 2% niedriger stellen. Beim Neuentwurf kann man durch richtige Wahl des Armaturdurchmessers und im Zusammenhange hiermit des aktiven Kupfers zum Verbindungskupfer den

Tabelle 2.

Type	Leistung	n	$2p$	Spannung	Kupfergewichte: Anker	Kompens.	Magnete	Totales Kupfergewicht	Eisenblechgewicht	Stahlguß	J^2W in % der abgegebenen Leistung: Anker	Kompens.	Magnete	Eisenverlust in %	Elektr. Gütteverhältnis in %
C D 520/145	40	620	6	220	41	78	30	149	508	—	5,0		0,95	3,8	91
N 40	44	600	6	220	49,5	—	142	191,5	230	500	2,4	—	2,1	3,25	93
C D 750/200	72	250	8	120	140	215	63	418	880	—	2,75	2,36	1,85[1])	0,64	93
C D 850/310	225	360	8	500	250	423[2])	99	772	2190	—	1,82	2,35	0,835	2,3	93,4
N 220	200	360	8	500	212	—	675	887	900	2151	1,92	—	1,36	2,46	94,5

[1]) Hoch gesättigt. [2]) Ungünstige Disposition der Kompensationswicklung.

vollen Nutzeffekt der gewöhnlichen Maschine bei geringerem Gesamtkupfergewicht finden. Die Tabelle 2 gibt einige Vergleichswerte von aktiven Gewichten, Verlusten und Wirkungsgraden mit Angabe der Leistung und Tourenzahl. Ein großer Teil dieser Zahlen ist durch Ausführungen erhärtet, der andere auf der gleichen Basis berechnet.

Das Auftreten von Eisenverlusten in den Zähnen des Stators durch Fluktuationen kann durch geeignete Wahl der Form und Schließung der Nut, sowie der Kraftliniendichte auf ein Minimum herabgedrückt werden. Was die Kraftliniendichten im allgemeinen betrifft, so ist — mit Ausnahme der reversierbaren Motoren — für hohe Kraftliniendichten keine Notwendigkeit. Die Wahl von mäßigen Induktionen gibt dann die Möglichkeit einer Steigerung des Magnetfeldes um 50 bis 60%, wie sie bei gewöhnlichen Gleichstrommaschinen nicht möglich ist. Dadurch kann eine eventuell verlangte Steigerung der Leistungsfähigkeit zum Teil auf die Magnetwicklung abgewälzt werden. In allen anderen Fällen bestimmt sich die Größe

der Maschine aus dem Mittelwert der $J^2 R \cdot T$, d. h. die kompensierte Maschine ist gleich dem Drehstrommotor nur vom Standpunkt der Wärmeabfuhr zu dimensionieren.

Versuche an ausgeführten Maschinen.

Zu den Versuchsergebnissen übergehend, möchte ich eine Meßreihe, die an einer 40-KW/620-Touren-Maschine aufgenommen ist, herausgreifen. Fig. 142 zeigt die äußeren Charakteristiken, d. h. die Abhängigkeit der Spannung von dem äußeren Widerstande (Belastung). Die Kurve 0° bezieht sich auf die Stellung der Bürsten in der theoretischen Neutralen. Es findet nur jener Spannungsabfall statt, der durch den Ohmschen Abfall in Anker und Kompensation bedingt ist. Die mit —4,2° bezeichnete Kurve ist mit solcher Bürstenstellung, die einer Verschiebung von 4,2° aus der Neutralen in der Drehrichtung entspricht, aufgenommen. Die Kurve +4,2° ist die entsprechende Übercompoundierungskurve. Auf noch entfernter von der neutralen liegende Stellungen beziehen sich die Kurven —8,4° und +8,4°[1]). Die Reduktion der Spannung im Leerlauf in der Übercompoundierungsstellung ist durch die Reduktion der Spannung infolge der Verstellung um 4,2° bzw. 8,4° nicht zu erklären, da sie ja sonst bei den Untercompoundierungskurven ebenfalls auftreten müßte. Wie mein Assistent, Herr Ingenieur Schnetzler, der mich bei diesen und den folgenden Untersuchungen rührig unterstützte, durch Anlegen verschieden breiter Bürsten herausfand, erklärt sich dies durch den Gleichstromkurzschluß unter den Bürsten. Die Bürste kann man ja als zwei sehr nahe beisammen sitzende Teilbürsten betrachten. Wie schon bei Fall Fig. 138 erwähnt, haben solche Ströme, die zwischen B_r und T entnommen werden, eine aufwärts- bzw. abwärtscompoundierende

[1]) In die Figuren sind irrtümlicherweise auch die Bezeichnungen der willkürlichen Skala (siehe Fig. 148) aufgenommen, so daß die Kurve 0° auch die Bezeichnung $S = 6$, die Kurve +4,2° auch die Bezeichnung $S = 6{,}5$ und die Kurve +8,4° die Bezeichnung $S = 7$ trägt.

Die Grade bedeuten die Winkelteilung auf ein zweipoliges System bezogen. Der Zusammenhang zwischen „+“ und „—“ und der Drehrichtung sind durch den in jeder Figur eingezeichneten kleinen Kreis angegeben.

Wirkung. Das erstere, wenn man von $B_{,,}$ nach T im entgegengesetzten Sinne der Drehung auf dem kürzesten Wege kommt.

Man denke sich T immer näher zu $B_{,}$. Das ergibt dann gerade

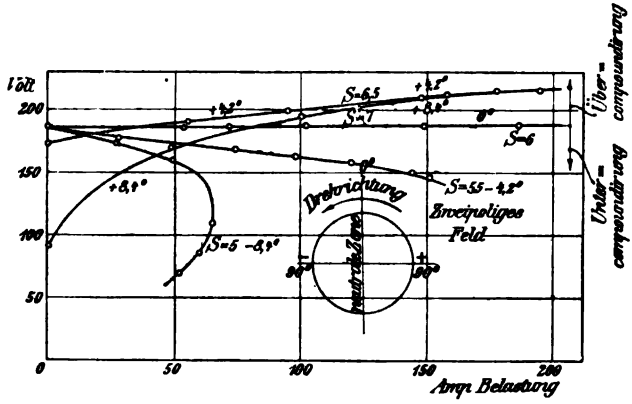


Fig. 142.

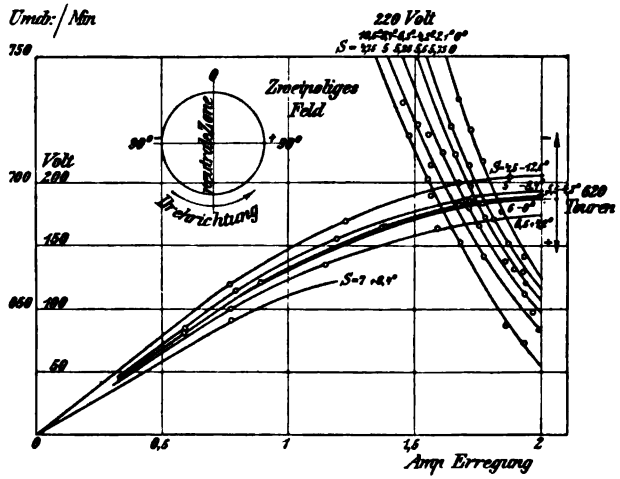


Fig. 143.

in der untercompoundierten Stellung des Bürstensystems eine compoundierende Wirkung der über die Bürste verlaufenden Gleichströme und in jenen Stellungen des Bürstensystems, die der Compoundierung entsprechen, eine feldschwächende Wirkung. Bei Be-

lastung tritt diese Erscheinung selbstverständlich zurück, wie man aus dem weiteren Verlauf der Kurven sieht.

Die Leerlaufscharakteristiken, Fig. 143, zeigen dementsprechend das merkwürdige Verhalten, daß die Leerlaufscharakteristiken, die den untercompoundierenden Stellungen entsprechen, höher liegen

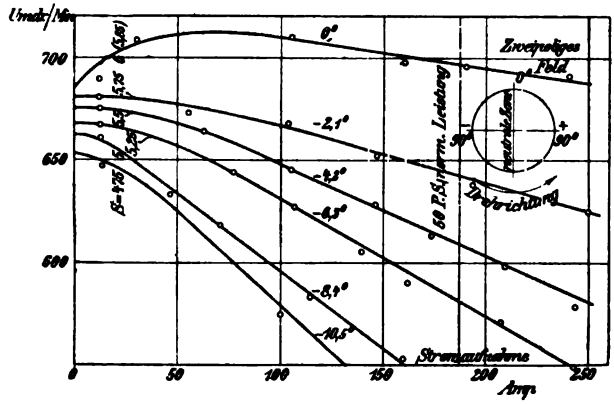


Fig. 144.

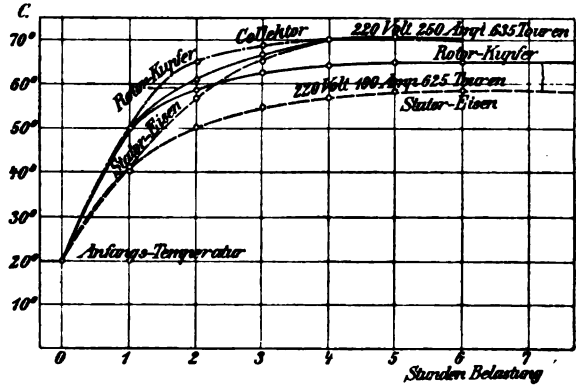


Fig. 145.

als die Leerlaufscharakteristik in der Neutralen. $+4{,}2°$ und $+8{,}4°$ gehören zu Bürstenstellungen, in denen die eigentlichen Ankerströme compoundieren, $-4{,}2°$, $-8{,}4°$ und $-12{,}6°$ geben jedoch höhere Charakteristiken[1]).

[1]) Auch hier sind wieder die Teilungen der Skala = S und die Winkelgrade angegeben.

Auf Fig. 143 sind auch die entsprechenden Leerlaufscharakteristiken des Motors gegeben. Die Nullinie bedeutet 600 Touren. In Fig. 144 sind die Belastungscharakteristiken des Motors gegeben. Die neutrale Bürstenstellung 0° gibt noch vollkommen stabilen Gang, diese Maschine ist also als Motor reversierbar. Je nach der Bürstenstellung kann man dem Motor eine mehr oder weniger abfallende Charakteristik geben, ein Umstand, der eine Nutzanwendung in manchen Fällen finden wird. Der totale Wirkungsgrad dieser Maschine bei Vollbelastung ist 89°.

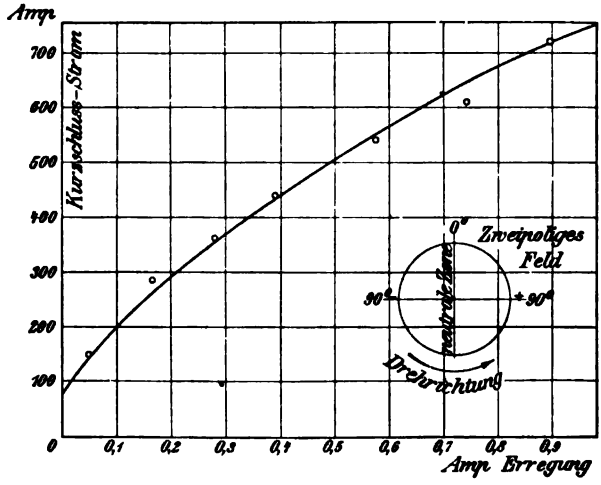


Fig. 146.

Die Erwärmungskurven zeigt Fig. 145. Bei der ungefähr der normalen Leistung entsprechenden Aufnahme von 220 Volt 190 Ampere stellte sich nach ca. 6 Stunden eine Temperaturerhöhung am Statoreisen von + 38°, eine Rotorkupfertemperaturerhöhung von + 45°C ein. Das Statoreisen leitet nämlich nahezu die gesamte Wärme der Kompensationswicklung ab, in die es wie ein Heizkörper hineinreicht. Bei 250 Ampere stellte sich nach 5 Stunden eine ziemlich gleichmäßige Temperatur der ganzen Maschine ein (+ 50°), wobei zunächst der Kollektor, dann das Rotorkupfer und schließlich das Statoreisen seine Grenztemperatur annahm. Aus diesen Temperaturkurven lassen sich im Zusammenhang mit den Verlustkurven

die Temperaturen bei Lauf mit noch größeren Mehrbelastungen mit ziemlicher Sicherheit vorausberechnen.

Fig. 146 gibt die sog. Kurzschlußcharakteristik für diese Maschinen, d. h. den Zusammenhang zwischen Erregerstrom und Kurzschlußstrom zwischen den Bürsten. Sie ist bei leichter Abwärtscompoundierung aufgenommen, weil man sonst die Größe des Kurzschlußstromes beim Experiment nicht in der Hand hätte. Sie reicht bis zum vierfachen Normalstrom. Die Maschine läuft auch bei diesem Strom noch funkenfrei.

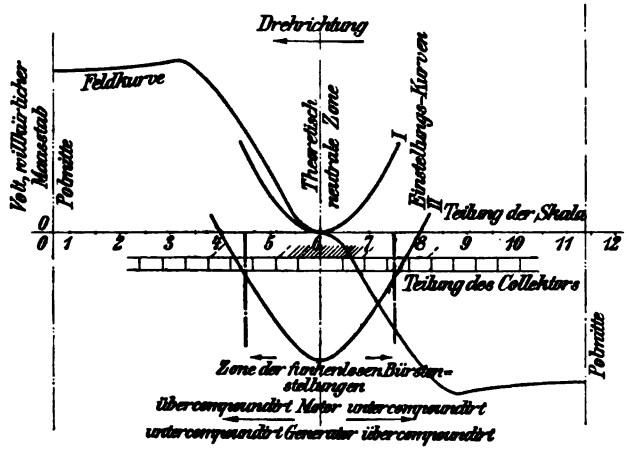


Fig. 147.

Fig. 147 zeigt die Feldkurve und die sog. Einstellungskurven. Um die neutrale Zone, welche bei diesen Maschinen eine sehr wichtige Rolle spielt, genau finden zu können, kann mit Vorteil Wechselstrom angewendet werden. Man kann entweder an die Nebenschlußwicklung eine Wechselspannung legen und die Bürsten so lange verschieben, bis die Ankerspannung Null ist; oder man kann an die Serie, die aus Kompensations- und Ankerwicklung gebildet wird, Wechselspannung legen. Anker und Kompensation verhalten sich dann wie die an einem Ende zusammengeschaltete Primär- und Sekundärwicklung eines Transformators. In der neutralen Zone übersteigt die Ankerspannung einen im Vergleich zur angelegten Spannung um 180° verschobenen, also negativen Maximalwert.

Auf einige interessante Erscheinungen, die sich im Zusammenhange hiermit zeigten, soll später zurückgekommen werden.

Die Diffizilität in der Bürstenstellung, die zunächst eine Schwierigkeit zu sein schien, hat sich praktisch durch Einschaltung einer Übersetzung zwischen Bürstenkreuz und Handrad vollkommen beseitigt.

Ich habe die Untersuchungen an der 40-KW-Maschine herausgegriffen und ausführlicher behandelt, weil sie vermöge ihrer Vollständigkeit am besten geeignet sind, ein richtiges Bild zu geben.

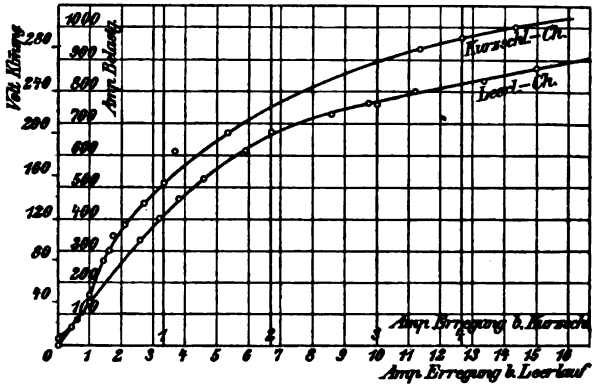


Fig. 148.

In Fig. 148 gebe ich noch die Leerlaufs- und Kurzschlußcharakteristik einer von der Österreichischen Union Elektrizitäts-Gesellschaft ausgeführten Maschine Type CD — 8 — 150 — 410, für 150 KW, 410 Touren. Tabelle 3 gibt die Aufnahme bei Selbsterregung dieser Maschine.

Tabelle 4 gibt die gleiche Aufnahme für eine von der Firma Brown, Boveri & Cie. ausgeführte Turbinendynamo für 100 KW bei 3500 Touren.

Bei den Entwürfen, die ich für die Österreichische Union Elektrizitäts-Gesellschaft machte, habe ich mich der ausgiebigsten Unterstützung des Erfinders erfreut; an der Durcharbeitung haben regen Anteil die Ingenieure Beyer und Zinner der genannten Gesellschaft.

Tabelle 3.

Leerlaufscharakteristik bei Selbsterregung. CD 8 — 150 — 410 der Österreichischen Union Elektrizitäts-Gesellschaft.

Klemmenspannung E Volt	Erregerstrom i Ampere	Tourenzahl n
41	1	410
100	2,6	410
121	3,2	410
139	3,8	410
158	4,6	410
184	5,9	410
202	7,08	410
219	8,6	410
229	9,75	410
240	11,2	410
250	13,9	410
262	15	410

Tabelle 4.

Leerlaufscharakteristik bei Selbsterregung. Turbinendynamo, vierpolig, 100 KW, 3500 Touren.

Klemmenspannung E Volt	Erregerstrom i Ampere	Tourenzahl n
88	0,5	3500
128	0,75	3500
168	1	3500
205	1,25	3500
237	1,5	3500
268	1,75	3500
294	2	3500
333	2,5	3500
363	3	3500
388	3,5	3500
410	4	3500
420	4,26	3500

Ich hoffe durch diese Auseinandersetzungen die charakteristischen Eigenschaften dieser Maschine, die bestimmt ist, eine Reihe von Problemen vollständiger als die Gleichstrommaschine mit ausgeprägten Polen zu lösen, genügend beleuchtet zu haben.

Nachtrag.[1])

In der Einleitung habe ich den Gesichtspunkt, nach welchem die Überkompensationswindungen bestimmt werden, bloß mit Worten angedeutet. Ich bin über diesen Punkt mehrfach befragt worden und möchte ihn daher im folgenden etwas näher beleuchten.

a) Der Kraftfluß, den die im Kurzschluß befindliche Wicklungspartie erzeugt, ist:

$$\Phi_s = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{NJ}{\Sigma m}.$$

Darin bedeutet Σm den totalen magnetischen Widerstand für dieses Streufeld, N sind die im Kurzschluß befindlichen Windungen, J ist der Strom in demselben. Im allgemeinen ist weder Σm noch N eine konstante Größe und der Verlauf von J hängt von der Zahl der kurzgeschlossenen Windungen ab. Für den einfachsten Fall der Kommutierung ist N und Σm konstant und J nimmt von einem positiven Maximum, durch Null hindurchgehend, einen gleich großen Negativwert an. Dieser einfachste Fall soll der nachfolgenden Betrachtung zugrunde liegen. Die EMK. der Selbstinduktion oder Reaktanzspannung ist dann:

$$e_s = \frac{2\Phi_s \cdot N}{t} \cdot 10^{-8},$$

worin t die Zeit des Kurzschlusses bedeutet.

Ist b die auf den Umfang der Armatur bezogene Bürstenbreite und v die Armaturumfangsgeschwindigkeit, dann ist

$$t = \frac{b}{v}$$

[1]) Vom Verfasser nachträglich eingesandt. D. Red. (Elektrotech. Zeitschr. 1902, Heft 37).

und daher

$$(A^1) \qquad e_s = \frac{2 \cdot \Phi_s \cdot N \cdot v}{b} \cdot 10^{-8} = 2 \cdot \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{N^2 \cdot J \cdot v}{\Sigma m \cdot b} \cdot 10^{-8}.$$

Diese EMK. ist nur unter den oben angegebenen Vereinfachungen eine konstante Größe.

b) Wir nehmen für die Überkompensation den idealen Fall, daß Anker- und Kompensationswicklung die gleiche Achse haben, die senkrecht zur Achse des Erregerfeldes ist.

Die sinngemäße Übertragung auf die anderen Fälle fällt dann nicht schwer.

Es sei N_c und N_a die totale Zahl der Leiter der Kompensation bzw. des Ankers, bezogen auf den vollen Armaturstrom $J \cdot 2a$, wenn $2a$ die Zahl der Armaturkreise ist.

Die das Kommutierungsfeld erzeugenden Überkompensationswindungen sind dann pro Polpaar

$$\frac{J \cdot 2a \cdot (N_c - N_a)}{2p},$$

und zwar wirken alle $(N_c - N_a)$ Windungen voll, sofern die Kommutierung in der ideellen Neutralen erfolgt.

$$\frac{N_c - N_a}{2p} = N_0$$

sind dann die Überkompensationsleiter pro Pol und bezogen auf den vollen Armaturstrom.

$$2a\, N_0 = n_0$$

ist die auf den Strom J bezogene Zahl von Überkompensationsleitern pro Pol.

---

[1]) Diese Gleichung, die ich schon seit etwa einem Jahr als Annäherungsgleichung zur Bestimmung der Reaktanzspannung benutze, ist, wie ich bei der Lektüre des Pichelmayerschen Aufsatzes in der Elektrotechn. Zeitschr. Heft 29 bemerke, mit der von ihm mit Hilfe des Hobartschen Koeffizienten ζ aufgestellten Gleichung, wenn man für

$$\frac{4\pi}{10} \frac{1}{\Sigma m} = \zeta \cdot La$$

setzt, identisch, da

$$A = \frac{J \cdot N}{b}$$

ist.

Der Querschnitt des Kommutationsfeldes ist

$$b \cdot l,$$

wobei b wieder die auf den Umfang der Armatur bezogene Bürstenbreite und l die Länge der Armatur ist.

Bezeichnet noch B_c die Kraftliniendichte des Kommutierungsfeldes, dann gilt die Gleichung:

$$(B_I) \qquad b \cdot l \cdot B_c = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{n_0 \cdot J}{\Sigma M_c}.$$

ΣM_c ist der magnetische Widerstand für das Kommutierungsfeld (am Armaturumfang von der Breite b und von der Länge l).

Die durch die Bewegung in der kurzgeschlossenen Spule induzierte Spannung ist

$$(B_{II}) \qquad e_i = B_c \cdot l \cdot v \cdot N \cdot 10^{-8}.$$

Setzen wir nun (B_I) in (B_{II}) ein, so erhalten wir:

$$e_i = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{n_0 \cdot J}{\Sigma M_c} \cdot \frac{1}{b \cdot l} \cdot l \cdot v \cdot N \cdot 10^{-8}$$

oder

$$(B) \qquad e_i = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{n_0 J \cdot v \cdot N \cdot 10^{-8}}{b \cdot (\Sigma M_c)}.$$

Dies ist ebenfalls eine EMK. konstanter Größe; sie ist also geeignet, die Reaktanzspannung zu annullieren. Setzen wir Gl. (A) = (B), so erhalten wir:

$$2 \cdot \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{N^2 \cdot J \cdot v \cdot 10^{-8}}{(\Sigma m) \cdot b} = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{n_0 J \cdot v \cdot N \cdot 10^{-8}}{b \cdot (\Sigma M_c)}.$$

Kürzen wir in dieser Gleichung alle Glieder, die rechts und links vorkommen, so erhalten wir die sehr einfache Beziehung:

$$\frac{2N}{n_0} = \frac{\Sigma m}{\Sigma M_c}$$

oder

$$(C) \qquad \frac{n_0}{N} = \frac{2 \cdot (\Sigma M_c)}{\Sigma m};$$

d. h. die Zahl der Überkompensationsampereleiter pro Pol verhält sich zur Zahl der im Kurzschluß befindlichen Ampereleiter so wie der zweifache magnetische Wider-

stand des Kommutationsfeldes zum magnetischen Widerstand des die Reaktanzspannung hervorbringenden Feldes.

Es ist ebenso wichtig als interessant, daß jenes Verhältnis vollkommen unabhängig von der Größe des zu kommutierenden Stromes und von der Umfangsgeschwindigkeit der Armatur ist.

Für den Fall eines an allen Stellen der Armatur gleich starken (also homogenen) Kommutierungsfeldes, das praktisch nicht vorliegt, aber theoretisch gedacht werden kann, könnten wir die beiden Seiten der Gl. (C) durch $\frac{d\pi}{2p \cdot b}$ dividieren und erhalten:

$$\frac{n_0}{\frac{N \cdot d\pi}{2p \cdot b}} = \frac{\frac{2(\Sigma M_c)}{d\pi} b \cdot 2p}{\Sigma m}.$$

Der Nenner der linken Seite bedeutet dann die auf den Strom J bezogene Zahl von Armaturleitern pro Pol; sie heiße

$$n_a = \frac{N \cdot d\pi}{b \cdot 2p}.$$

Der Ausdruck

$$\frac{\Sigma M_c}{d\pi} b \cdot 2p$$

bedeutet den magnetischen Widerstand des Hauptfeldes (dieses, wie oben gesagt, als homogen angenommen). Er heiße ΣM.

Dann ist

$$\frac{n_0}{n_a} = 2 \cdot \frac{\Sigma M}{\Sigma m},$$

d. h. für diesen Fall wäre das Verhältnis der Überkompensationsleiter pro Pol zu den Armaturleitern pro Pol gleich dem Verhältnis des zweifachen magnetischen Widerstandes für das Haupt- (Total-) Feld zum magnetischen Widerstand des die Reaktanzspannung hervorbringenden Feldes.

Setzen wir

$$n_0 = n_c - n_a,$$

so ist

$$\frac{n_c - n_a}{n_a} = \frac{2(\Sigma M)}{(\Sigma m)}$$

oder

$$\frac{n_c}{n_a} = \frac{2(\Sigma M) + (\Sigma m)}{\Sigma m}.$$

Da nun

$$\frac{n_c}{n_a} = \frac{N_c}{N_a}$$

ist, so ergibt sich

(D)
$$\frac{N_c}{N_a} = \frac{2\Sigma M + \Sigma m}{\Sigma m}.$$

Dieses Verhältnis $\frac{N_c}{N_a}$ ist gleichzeitig das Verhältnis des Kompensationskupfers zum Ankerkupfer, welches Verhältnis also wesentlich von der magnetischen Disposition der Maschine abhängt.

VI.

Diese Abteilung umfaßt zwei Veröffentlichungen. Die erste ist ein Bericht über einen Vortrag, den ich im Jahre 1898 im Wiener Elektrotechnischen Verein hielt. In der zweiten kehrte ich die Vorteile des elektrischen Bahnbetriebes noch deutlicher hervor und besprach ein kombiniertes Wechselstrom-Gleichstromsystem, das von Déri erdacht war, und das über die Schwierigkeiten des Anfahrens mit Wechselstrom dadurch hinwegkommen wollte, daß für das Anfahren Gleichstrom benutzt werden, während das Fahren mit Wechselstrom erfolgen sollte.

Über elektrische Vollbahnen.[1])

Vorsitzender Präsident Prof. C. Schlenk eröffnet die Versammlung und erteilt dem Herrn Ingenieur Friedrich Eichberg, Assistenten an der k. k. technischen Hochschule das Wort zum Vortrage über: „Elektrische Vollbahn für den Nahverkehr."

Vortragender bespricht zunächst die allgemeinen Betriebsbedingungen für Vollbahnen für den Nahverkehr und folgert, daß sich der elektrische Betrieb für den genannten Zweck vorzüglich eigne. Derselbe ermögliche es, kleine Verkehrseinheiten, also kurze Züge in rascher Aufeinanderfolge in Verkehr zu setzen, nachdem das Anfahren und Bremsen sehr schnell erfolgt und daher auch in Strecken, wo Stationen in kurzen Intervallen oftmaliges Anhalten nötig machen, eine große mittlere Geschwindigkeit erreicht werden kann. An der Hand ziffernmäßiger Daten behandelt der Vortragende sodann die Betriebsverhältnisse und Einrichtungen der Long

[1]) Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1898, Nr. 6. Sitzungsbericht des Elektrotechnischen Vereines in Wien vom 19. Januar 1898.

Isle Railway Company und der Wannsee-Potsdamer Bahn. Hierauf besprach der Vortragende das auf der Alleylinie in Chicago eingeführte System der vielfachen Einheiten, bei welchem mehrere Motorwagen aneinander gekoppelt werden; jeder Wagen ist mit zwei Kontrollern versehen, doch erfolgt die Regulierung und das Bremsen von einem einzigen Kontroller. Zum Schlusse besprach der Vortragende das Childsche Projekt für die Einführung des elektrischen Betriebes auf den Vorortbahnen in Philadelphia. Die Gleislänge beträgt 256 km. Die Zentrale liefert verketteten Drehstrom von 5000 Volt; dieser wird in 40 Unterstationen, welche je ca. $6^1/_2$ km Abstand haben, in Gleichstrom von 750 Volt verwandelt. Die Stromzuführung zu den Zügen erfolgt durch eine Stahlschiene, welche in 60 cm Höhe über dem Boden isoliert angebracht und oben und auf den Seiten verkleidet ist; die Stromabnahme erfolgt an der unteren Fläche der Schienen durch Kontaktschuhe, welche am Anfang und Ende des Zuges angebracht sind.

Nachdem der Vorsitzende dem Vortragenden den Dank der Versammlung ausgesprochen hatte, wurde die Sitzung geschlossen.

Über kombinierte Wechselstrom-Gleichstrom-Systeme für elektrische Bahnen, insbesondere das System Déri.[1])

In einem Vortrage, den ich am 19. Januar 1898 im Wiener Elektrotechnischen Verein „Über elektrische Vollbahnen für den Nahverkehr" gehalten habe, versuchte ich nachzuweisen, daß der elektrische Betrieb auf solchen Bahnen, was Wirtschaftlichkeit und, sofern man von der Leitungsführung im Niveau oder oberhalb desselben absieht, auch was technische Vollkommenheit anbelangt, dem Dampflokomotivenbetrieb überlegen ist; daß Systeme mit fahrbaren Pufferbatterien, die die Leitungen an gewissen Stellen, wie Stationen, Weichen usw. überflüssig machen würden, jenen

[1]) Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien, 1899, Heft 25. Vortrag, gehalten am Elektrotechniker-Kongreß in Wien 1899.

Mangel des elektrischen Betriebes zum Teil aufheben, daß endlich Systeme mit Dauerbatterien von genügend geringem Gewicht jenen Mangel vollständig beseitigen würden. Was die technische Seite betrifft, so drückt sich der Vorteil des elektrischen Betriebes im wesentlichen in zwei Verhältniszahlen aus. Die eine stellt das Gewicht der Motoren bzw. der Lokomotive in Prozenten des vollbesetzten Zuges ohne Motoren, bzw. Lokomotive dar, die andere das Verhältnis zwischen dem Adhäsions- und dem Totalgewicht. Während bei Dampflokomotivenbetrieb das erstere Verhältnis 25 bis 30%, das zweite 15—25% beträgt, läßt sich bei elektrischem Betrieb, wenn beispielsweise zwei von vier Achsen eines jeden Wagens mit Motoren ausgerüstet sind, für das erste Verhältnis 15%, für das zweite 60—65% erreichen. Da das Adhäsionsgewicht das maximal zulässige, die Totallast das maximal erforderliche Drehmoment bestimmt, so sind beim elektrischen Betrieb die Bedingungen für ein möglichst rasches Anfahren, also für die Erzielung möglichst großer mittlerer Geschwindigkeit bei kleinen Stationsentfernungen besser erfüllt. Durch die Möglichkeit der Ausrüstung jedes Wagens mit Motoren und der Aneinanderfügung solcher motorischer Einheiten zu einem Zuge bekommt der elektrische Betrieb überdies eine außerordentliche Elastizität, die namentlich in solchen Fällen vorteilhaft ausgenützt werden kann, wo die Besetzung der Züge in verschiedenen Teilen der Strecke oder zu verschiedenen Zeitperioden eine der Größe nach wechselnde ist. In ökonomischer Beziehung sind die Möglichkeit einer zentralisierten Energieerzeugung, der Verteilung der Energie mit hohem Wirkungsgrad, dann aber die Möglichkeit eines zeitlichen Ausgleiches des Energiebedarfs durch Akkumulatoren für den elektrischen Betrieb ausschlaggebende Faktoren. Außerdem kommt bei Bahnen mit schweren Zügen und kurzen Stationsentfernungen auch die Rückgewinnung eines Teiles der zum Anfahren aufgewendeten Energie in Betracht. Dies ist beim Dampflokomotivenbetrieb gar nicht und auch beim elektrischen Betrieb nur für gewisse Systeme möglich.

Bei Induktionsmotoren wird eine Nutzbremsung nur durch Versetzung des Motors in den übersynchronen Zustand, bei Gleich-

strommotoren durch Steigerung der Erregung möglich. Am bequemsten kann eine Nutzbremsung vollführt und am weitesten getrieben werden, wenn der Motor ein Nebenschlußmotor ist und die Spannung, an welcher der Gleichstrommotor liegt, veränderlich ist, d. h. wenn auf dem Wagen bzw. Zuge Akkumulatoren mitgeführt werden. Wir wollen dies an Hand der Fig. 149 verfolgen: Es sei daselbst die stark gezogene Linie *0 1 2* die Kurve der Geschwindigkeit als Funktion der Zeit. Der gerade Anstieg von der Null- bis zur Maximalgeschwindigkeit entspricht einer konstanten Beschleunigung, demnach einem konstanten Drehmoment und daher bei konstanter Erregung auch konstantem Strom während der Anlaufsperiode. Die Erreichung des konstanten Stromes wird durch Widerstandsregulierung möglich; die konstante Erregung stellt sich dann bei Serienmotoren von selbst ein, bei Nebenschlußmotoren muß dies, sofern die Spannung am Motor veränderlich ist, durch Anlegen des Nebenschlusses an eine konstante Spannung erreicht werden. Unter den obigen Voraussetzungen stellt die Geschwindigkeitslinie auch die in den aufeinanderfolgenden Zeitmomenten auftretenden Gegen-EMKe. dar und die Maximalgeschwindigkeit *1 1*, bis auf den Ohmschen Spannungsabfall, die angelegte Spannung (Δ) dar. Es ist daher die Fläche *0 s 1 1* proportional der unter dieser Spannung Δ zugeführten Arbeit und die Fläche *0 1 1* proportional der im Wagen aufgespeicherten Energie.

Das Verhältnis dieser Flächen stellt den Wirkungsgrad des Anfahrens für den Fall einer einzigen, konstanten Außenspannung und konstanter Zugsbeschleunigung vor. Er ist 50%, sofern man die Verluste im Motor selbst und die zur Fortbewegung erforderliche Arbeit außer acht läßt.

Würden wir zwei Spannungsstufen machen, dann wäre die aufgewendete Energie durch die Fläche $0\, s_1\, s_2\, s_3\, 1\, 1$ dargestellt und der maximal mögliche Wirkungsgrad des Anfahrens wäre 66,6%. Für vier Spannungsstufen wäre die aufgewendete Energie durch die Fläche $0\, s_1'\, s_2'\, s_3'\, s_2\, s_4'\, s_5'\, s_6'\, 1\, 1$ dargestellt und der maximal mögliche Wirkungsgrad des Anfahrens 80%.

Was nun die Rückgewinnung beim Anhalten betrifft, so kann bei einer einzigen gegebenen Außenspannung der Nutzbremsungs-

zustand nur durch Veränderung der Erregung hervorgerufen werden. (Siehe Fig. 150.) Bei gleichem Strom verdoppeln sich dort die Drehmomente, also auch die Beschleunigungen, weil die Erregung verdoppelt gedacht ist. Die Energiefläche *0 1 I* verwandelt sich in *0′ 1′ I*; die Bremszeit ist halb so groß wie die Anfahrzeit, stets unter Außerachtlassung der Traktions- und Motorverluste. Die Nutzbremsung kann so lange fortgeführt werden, als die Gegen-EMK. des Motors größer ist wie die Außenspannung. Die bei der Bremsung rückgewonnene Energie ist durch die Fläche $\alpha\,\beta\,1\,I$ dargestellt; der maximal mögliche Wirkungsgrad der Nutzbremsung ist in diesem Falle 50 %.

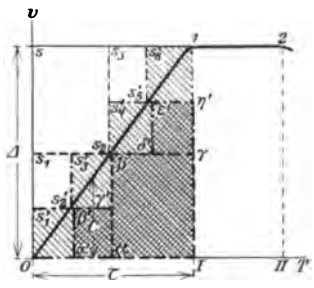


Fig. 149.

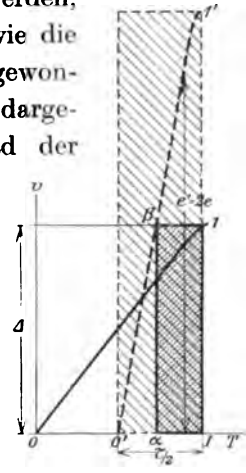


Fig. 150.

Hat man demnach bloß eine Spannung zur Verfügung und bremst man durch Verdoppelung der Erregung, so ist es möglich, $25\,\% = 50\,\% \cdot 50\,\%$ der beim Anfahren aufgewendeten Energie zurückzugewinnen. Hat man zwei bzw. vier Spannungsstufen zur Verfügung, so kann man (siehe wieder Fig. 149) die der Fläche $\alpha\,\beta\,\gamma\,I$ entsprechende Energie, also 50 % bei zwei Spannungsstufen, die der Fläche $\alpha'\,\beta'\,\gamma'\,\beta\,\delta'\,\varepsilon'\,\eta'\,I$ entsprechende Energie, also 75 % bei vier Spannungsstufen aus dem Wagen rückgewinnen. Das gibt demnach bei zwei Spannungsstufen einen theoretischen Gesamtwirkungsgrad beim Anfahren und Anhalten von $66\,\% \cdot 50\,\% = 33\,\%$, bei vier Spannungsstufen von $80\,\% \cdot 75\,\% = 60\,\%$.

Bezüglich der Nutzbremsungen von Induktionsmotoren und der dabei erzielten Wirkungsgrade gestatte ich mir, da es mich zu weit abseits führen würde, auf meine diesbezügliche Arbeit in der Berliner Elektrotechn. Zeitschr. 1898, Heft 47[1]) zu verweisen.

---

[1]) Siehe S. 124 dieser Sammlung.

Solche Nutzbremsungen haben aber nicht bloß eine Energieersparnis, sondern auch eine Ausgleichswirkung zur Folge. Bei reinen Wechselstromsystemen kann diese Ausgleichswirkung nur eine momentane, bei Gleichstromsystemen auch eine zeitliche sein. Das letztere gilt auch dann, wenn statt mitgeführter (transportabler) Batterien stationäre verwendet werden; doch kann die Bremsung dann bloß so durchgeführt werden, wie sonst bei konstanter Linienspannung. Im wesentlichen wird man durch fahrbare Batterien einen Ausgleich des Energiebedarfes des Zuges, durch stationäre Pufferbatterien eine Ausgleichung des Energiebedarfes einer gewissen Strecke, durch stationäre Dauerbatterien eine Ausgleichung des Energiebedarfes innerhalb gewisser Zeiträume erreichen wollen. In allen diesen Hinsichten ist der Akkumulator und daher die unmittelbare Versorgung der Motoren mit Gleichstrom für die Vollkommenheit der Traktion von Wichtigkeit. Dazu kommen noch gewisse andere Vorteile der Gleichstrommotoren bezüglich des Anlaufstromes, der Überlastungsfähigkeit, des Mangels der Phasenverschiebung usw.

Dem jedoch widerspricht, wenn größere Versorgungsgebiete in Betracht kommen, die andere Bedingung für die Vollkommenheit des elektrischen Betriebes: Die wirtschaftliche Energieverteilung.

Eine solche ist nur mit dem Hochspannungs-Wechselstromsystem möglich. Die Vereinigung der Prinzipien Wechselstromverteilung und Gleichstrombetrieb hat daher, seitdem die Elektriker an den Betrieb von Bahnnetzen der beschriebenen Art gegangen sind, die größte Wichtigkeit erlangt. Von Fortschritten auf diesem Gebiete der kombinierten Wechselstrom-Gleichstrom-Systeme will ich, nach einem kurzen Überblick über das bisher Bekannte, berichten.

Diese kombinierten Systeme zerfallen in drei Gruppen:

1. Systeme, bei welchen den Wagen bloß Gleichstrom zugeführt wird;

2. Systeme, bei welchen den Wagen bloß Wechselstrom zugeführt wird;

3. Systeme, bei welchen den Wagen sowohl Wechselstrom als Gleichstrom zugeleitet wird.

In die erste Gruppe gehört jenes System, wo der ein- oder mehrphasige Wechselstrom der Zentrale durch eine Reihe von Umformerstationen in Gleichstrom verwandelt wird, der dann den rollenden Wagen zugeführt wird. In die zweite Gruppe gehört das System mit fahrbaren Gleichrichtern und das Dérische System mit fahrbaren Pufferbatterien. In die dritte Gruppe endlich gehört das heute noch näher zu besprechende Wechselstrom-Gleichstrom-Verteilungssystem Déri und dessen Ausbildung, das Wellenstromverteilungssystem.

1. Die Verteilung von ein- oder mehrphasigen Strömen, insbesondere die der letzteren, an Umformerstationen, welche je einen Teil des Bahnnetzes mit Gleichstrom versorgen, ist in den letzten Jahren für fast alle größeren Bahnnetze, wo es sich um sehr große Verkehrsdichte oder relativ schwere, rasch fahrende Züge handelte, in Vorschlag gebracht worden und in der großen Mehrzahl der Fälle auch zur Ausführung gekommen. Die Leitungsverluste derartiger Systeme entsprechen den an die einzelnen Umformerstationen angeschlossenen Leitungslängen und Belastungen. Die totale Leistung der Umformer wird mindestens ebenso groß sein müssen wie die Leistung der Zentrale und wird mit wachsender Zahl von Umformerstationen größer als die letztere werden, da die Maximalleistung eines Umformers bei n Umformerstationen größer sein wird, als der n^{te} Teil der Maximalleistung der Zentrale. Für die Ausnützung der Zentrale und auch der Umformerstationen werden in denselben aufgestellte Akkumulatorbatterien günstig sein. Was die Umformer selbst anbelangt, so wird mit Rücksicht auf hohen Wirkungsgrad dem Mehrphasen-Synchronumformer der Vorrang gegeben. Einphasenumformer führt man meist als Asynchronapparate (Motorgeneratoren) aus. Alle diese Umformer haben rotierende Armaturteile, die gelagert sind, und bedürfen daher einer, wenn auch nicht ununterbrochenen Wartung. Die neueren Bestrebungen auf diesem Gebiet (Hutin & Leblanc, Blondel, Sahulka) gehen dahin, die Umformer als den Transformatoren ähnliche Apparate auszubilden. Die Grenze dieser Bestrebungen liegt darin, daß bei der Umformung von Wechselströmen in Gleichstrom die relative Bewegung eines Kontaktes gegen die Wicklungs-

teile bzw. mit ihnen verbundene Punkte nicht zu umgehen ist. Rotierende Teile müssen daher bei allen diesen Umformern vorhanden sein. Durch das Feststehen des Kupfers und Eisens, das Nichtvorhandensein eines Luftspalts im magnetischen Kreis bieten diese Umformer in elektrisch-konstruktiver Hinsicht Vorteile. Werden die rotierenden Teile so weit vereinfacht, daß nur eine periodische Beaufsichtigung erforderlich wird, so werden diese ruhenden Umformer als ein Fortschritt auf dem Gebiete der Energieverteilung durch Unterstationen zu betrachten sein.

Die bei rotierenden Umformern erreichten Nutzeffekte schwanken je nach der Leistung bei Mehrphasenumformern zwischen 90 bis 96 %, bei Einphasenumformern, insbesondere Motorgeneratoren, dürfte 90 % das erreichbare Maximum sein. Der Wirkungsgrad der Transformatoren ist in diesen Zahlen nicht inbegriffen. Die Leistungsfähigkeit der Armatur rotierender Umformer hängt, wie bekannt, von der Phasenzahl des zugeführten Wechselstromes ab. Was den Raumbedarf dieser rotierenden Umformer anbelangt, so läßt sich das Minimum durch die Zahlen der Central-London-Underground-Railway ausdrücken. Die sechs dort verwendeten Umformer von je 900 Kilowatt sind längs des 10 km langen Tunnels in vertikalen Schächten von 7,5 *m* Durchmesser untergebracht, und zwar an zwei Punkten je zwei in einem solchen Schacht, an zwei anderen Punkten je einer in einem Schacht. Die den Zentralenstrom von 5000 auf 500 Volt herabsetzenden Transformatoren (in Einheiten von je 300 Kilowatt) sind zu sechs bzw. drei ebenfalls in einem solchen Schacht untergebracht und werden durch Ventilatoren gekühlt. Die Gesamtleistung der Zentrale ist 6×850 Kilowatt.

2. In der Reihe derjenigen Systeme, bei welchen dem Wagen lediglich Wechselstrom zugeführt wird und sich auf dem Wagen Gleichrichter befinden, hat wohl nur dasjenige mit elektrolytischen Gleichrichtern Aussicht auf größere Verwendung. Solange die sekundären Erscheinungen bei diesen Gleichrichtern, d. i. erstens die Erwärmung der die Unterbrechung bewirkenden Schichte (der Ventilklappe) und die dadurch aufhörende Wirksamkeit, und zweitens die geringe Lebensdauer nicht der Hauptsache nach beseitigt sind, ist jedoch auch bei diesen Gleichrichtern an eine prak-

tische Verwendung nicht zu denken. Bei solchen Gleichrichtersystemen würden natürlich bloß die guten Eigenschaften des Gleichstrommotors an sich und nicht die anderen Gleichstromsystemen mit Akkumulatoren anhaftenden Vorzüge ausgenützt werden.

Stützt sich dieses System auf einen erst in seiner Vervollkommnung begriffenen Apparat, so basiert das im Jahre 1897 zuerst von Déri angegebene, kombinierte Wechselstrom-Gleichstromsystem auf der Kombination technisch erprobter Detailanordnungen[1]).

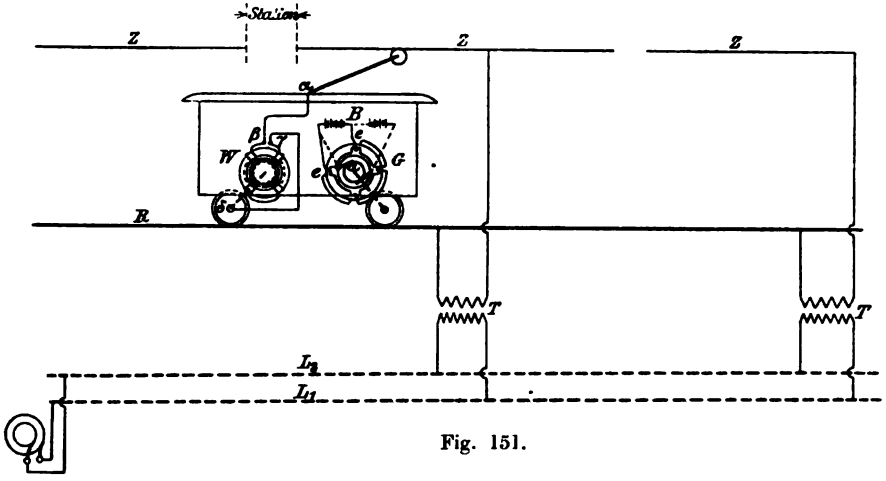


Fig. 151.

Das Wesen dieses Systems besteht darin, daß der ganze Energiebedarf (d. i. also die zum Anfahren notwendige Energie plus der zur Überwindung der Fahrtwiderstände erforderlichen minus der beim Anhalten oder auf eventuellem Gefälle zurückerhaltenen Energie) durch Wechselstrom dem Wagen übertragen wird, und zwar während der Fahrt mit normaler Geschwindigkeit. Die Batterien *B* (siehe Fig. 151) auf den fahrenden Wagen haben die Aufgabe, die beim Anhalten und im Gefälle zurückerhaltene Energie, dann die bei der normalen Fahrt aufgenommene Energie aufzuspeichern und beim Anfahren oder auf großen Steigungen wieder herzugeben. Natürlich wird die gesamte Ladeenergie den Verlusten entsprechend größer als die Entladeenergie sein müssen. Die Umformung der Wechselstrom- in die Gleichstromenergie erfolgt dadurch, daß sowohl die

[1]) Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1897, S. 353.

Wechselstrommotoren als die Gleichstrommotoren mit den Achsen des Wagens festgekuppelt sind, daher Umformersysteme darstellen. Die verschiedenartigen Motoren können mit derselben oder mit verschiedenen Achsen des Wagens gekuppelt sein, doch stehen jeder Anordnung von mehr als einem Motor nebeneinander konstruktive Schwierigkeiten gegenüber. Die Wechselstrommotoren können entweder Mehr- oder Einphasenmotoren sein. Im ersteren Fall sind drei, im letzteren bloß zwei Zuleitungen erforderlich. Als Gleichstrommotoren können zweckmäßigerweise Nebenschlußmotoren Verwendung finden, wobei die Erregung von einem Teil der Batterie abgezweigt werden kann, wenn die ganze Spannung zu hoch ist. In Fig. 151 sind L_1 L_2 die einphasigen Verteilungsleitungen, die längs der Strecke durch Transformatoren T mit der Stromzuleitung Z und der Stromrückleitung R verbunden sind. Die Stromzuleitung Z kann in Stationen, Weichen, Kreuzungen weggelassen werden. W bezeichnet den Wechselstrom-, G den Gleichstrommotor. (Hier als Nebenschlußmotor mit der Erregerwicklung e e gedacht.) Die Energiezuführung in den Wagen erfolgt von Z über α β γ δ.

Das Anfahren erfolgt im Falle der Verwendung von Einphasenmotoren lediglich mit Akkumulatorenstrom bzw. den Gleichstrommotoren. Sind Mehrphasenmotoren oder Einphasenmotoren mit Anzugskraft im Gebrauch, so können dieselben zum Anfahren herangezogen werden. Eben durch das Vorhandensein der Akkumulatoren am Wagen können auch andere kurze Strecken ohne jede Leitungsausrüstung bleiben. Auch während des Anhaltens funktionieren bloß die Gleichstrommotoren (und zwar als Generatoren) mit den Akkumulatoren. Je nach der Abstufung der Akkumulatorspannung wird nach dem eingangs Erwähnten ein größerer oder kleinerer Teil der beim Anfahren aufgewendeten Energie wieder hereingebracht. Diese Schaltung der Akkumulatoren geschieht, wie auch die Anschaltung der Wechselstrommotoren und das Anlassen der Gleichstrommotoren, durch einen Kontroller. Die fehlende Energie wird während der Fahrt durch Wechselstrom-Gleichstrom-Umformung den Akkumulatoren zurückgegeben. Außerdem leistet der Wechselstrommotor während der Fahrt auch die zur Zugsfortbewegung erforderliche Arbeit.

Fig. 152 zeigt Teile eines Diagrammes, das sich auf folgenden, tatsächlich ausgeführten Versuch bezieht:

Totalgewicht des Wagens 8,5 t, und zwar:

Leergewicht	3.5 t,
Motoren usw.	2,5 t,
Akkumulatoren	2,5 t;

die Durchschnittsgeschwindigkeit betrug 15 km; der Wagen fuhr an einer Strecke mit zweiphasigem Wechselstrom von 500 Volt Phasenspannung, 15 Perioden; die mitgeführte Batterie, welche für diesen Zweck viel zu stark war, hatte eine Kapazität von 25 Amperestunden, eine Spannung von 300 Volt. Im beigegebenen Diagramm zeigt G die Gleichstromleistung, W die Wechselstromleistung in Kilowatt, $G + W$ ist die Summe der beiden Leistungen. Aus den Diagrammabschnitten ist zu ersehen, daß beim Anfahren anfangs nur der Gleichstrommotor arbeitete, dann die Zweiphasenmotoren dazugeschaltet wurden. Ein kleiner Teil zeigt auch die Generatorwirkung der Gleichstromseite. Im starken Gefälle gab sogar die Mehrphasenmaschine Energie zurück. In dieser und mancher anderer Beziehung ist das Diagramm nicht mustergültig; aber es zeigt die abwechselnde Funktion deutlich.

Damit die Umformung des Wechselstromes in Gleichstrom möglich wird, muß die Gleichstrommaschine für die

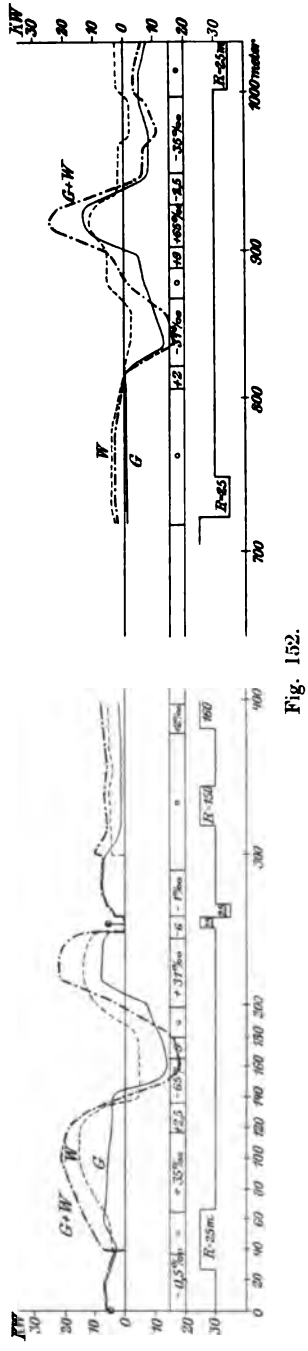


Fig. 152.

normale Tourenzahl als Dynamomaschine wirken, d. h. eine höhere als die Akkumulatorenspannung haben. Durch die Regulierung dieser Spannung kann die während der normalen Fahrt hineingeladene Energie genau geregelt werden. Will man die jeweilige Wechselstromleistung mit der Gleichstromleistung in Abhängigkeit bringen, so kann man einen automatisch wirkenden Regulator, der mit zunehmender Schlüpfung die Gleichstromerregung schwächt, verwenden, oder man kann denselben Effekt durch eine entsprechende Compoundierung erreichen. Es ist dadurch möglich, die Leistung des Wechselstrommotors während der Fahrt ziemlich konstant zu erhalten und, da im ganzen Bahnnetz lediglich Wechselstrommotoren zu versorgen sind, auch eine annähernd konstante Belastung der Zentrale zu erzielen. Stromstöße, wie sie beim gleichzeitigen Anfahren mehrerer Wagen sonst in Bahnzentralen vorkommen, entfallen ganz. Es vereinigt dieses System die charakteristischen Züge der Wechselstromverteilung mit denen des Gleichstrombetriebes: der ausgleichenden Wirkung der Pufferbatterie und der teilweisen Rückgewinnung der Anfahrenergie. Die Schwächen des Systemes werden am besten aus der Betrachtung der Batterie- und Motorenleistungen bzw. der Gewichte dieser Bestandteile im Verhältnis zum Wagengewicht oder Adhäsionsgewicht erhalten. Diese Schwächen haben einige Verwandtschaft mit denen gemischter Gleichstromsysteme.

Die Kapazität der Batterie sollte sich nach der Anfahrstromstärke und der Anfahrzeit richten und der Sicherheit halber ein 5—6faches der aus diesen Größen bestimmten Kapazität sein. Bei den auf Vollbahnen für den Nahverkehr möglichen und üblichen Anfahrzeiten von 0,5 bis maximal 1 Minute ergäbe dies 3—6-Minuten-Entladungen. Nun hat z. B. eine Batterie, deren Kapazität bei 3stündiger Entladung 96 Amperestunden ist, bei 6-Minuten-Entladung eine Kapazität von ca. 30 Amperestunden, wobei im letzteren Falle die Anfangsspannung pro Zelle 1,5 Volt, die Endspannung bloß 1,1 Volt beträgt. Damit parallel geht auch eine beträchtliche Erwärmung. Wird durch die Herabsetzung der Kapazität bei kurzen Entladungen an und für sich das Verhältnis $\frac{\text{Kapazität}}{\text{Gewicht}}$ ungünstig beeinflußt, so muß man mit Rücksicht auf Spannungsabfall

und Erwärmung, dann aber auch mit Rücksicht auf die Ladung, die ja bei Vollbahnen für Vororte- oder Stadtverkehr auch in sehr kurzen Zeiten (etwa 1—1,5 Min.) vor sich gehen muß, die Kapazität der Batterie noch weiter vergrößern. Eine Reihe von Rechnungen für verschiedene Verhältnisse ergeben Batteriegewichte von 12 bis 25% des Wagengewichtes.

Die Leistung der Gleichstrommotoren richtet sich nach der Anfahrtleistung und wird daher dieselbe sein müssen, wie wenn der Wechselstrommotor gar nicht vorhanden wäre; die Leistung der Wechselstrommotoren jedoch wird abhängen von der normalen Fahrtleistung einerseits und von der nachzuliefernden Energie und der Fahrzeit mit normaler Geschwindigkeit andererseits. Ist die letztere klein, so müßte die Leistung der Wechselstrommotoren ebenso groß, ja größer sein als die der Gleichstrommotoren. Dagegen wird bei großen Stationsentfernungen die Leistung des Wechselstrommotors nur um weniges die zur Fortbewegung erforderliche Leistung übersteigen. Dies möge die folgende Gegenüberstellung zweier gerechneter Fälle zeigen; sie gilt für zugeführten Einphasenwechselstrom und transportable Batterien:

Zugzusammenstellung	Fall I 6 zweiachsige Wagen von je 18 t = 108 t	Fall II 1 vierachsiger Wagen 15 t mit 2 Güterwagen von je 15 t = 45 t
Maximale Fahrgeschwindigkeit.	10 m per Sek.	7 m per Sek.
Durchschnittliche Stationsentfernung	1 km	6 km
Anfahrzeit	30 Sek.	90 Sek.
Anhaltezeit	20 Sek.	60 Sek.
Mittlere Geschwindigkeit . . .	25 km per Std.	23 km per Std.
Maximale Steigung	20 ‰	5 ‰
Mittlere Steigung	1,3 ‰	2 ‰
Leistung des Gleichstrommotors beim Anfahren . . .	46 KW	36,4 KW
Maximale Leistung des Wechselstrommotors	60 KW	25 KW
Maximales Erfordernis während der Fahrt	60 KW	42 KW

In beiden Fällen bedeutet die Verwendung zweier Stromarten eine Steigerung der gesamten Motorenleistung, was namentlich wegen der durch einzelne Konstruktionsteile, wie Umhüllung, Lager, Zahnräder usw. bewirkten Gewichtssteigerung von Belang ist. Da es, wie bereits erwähnt, bei den üblichen Konstruktionen nicht tunlich ist, Gleich- und Wechselstrommotoren mit der nämlichen Achse zu kuppeln, so geht die Möglichkeit, das ganze Gewicht als Adhäsionsgewicht auszunützen, verloren. Die Batteriefrage einerseits und die elektrische Vereinigung der beiden Motoren andererseits bilden denn auch die Ausgangspunkte für die weitere Entwicklung des Déri schen Systems. Wenn ich in der Lage bin, über diese Weiterentwicklung näher zu berichten, so danke ich das dem glücklichen Umstande, daß ich an dieser Weiterbildung als bescheidener Mitarbeiter teilzunehmen Gelegenheit hatte.

Ich will zunächst in die Besprechung der Zusammenziehung des Wechsel- und Gleichstrommotors eingehen.

Der Grundgedanke für den kombinierten Wechselstrom-Gleichstrom-Motor ist derselbe, den Déri benutzt, um Mehr- und Einphasenmotoren mit hoher Anzugskraft zu konstruieren. Jede Wicklung, ob sie ein Feld erzeugt oder von einem Felde induziert wird, kann aus einer Reihe induzierender oder induzierter Stäbe zusammengesetzt gedacht werden, die Stromrichtungen aufweisen, welche am Umfange ebensooft wechseln, als Pole erzeugt werden oder vorhanden sind. So z. B. wird für vier Pole der Wechsel der Stromrichtung vier Mal auftreten. Sind diese Stäbe Teile einer Trommelwicklung, so müssen mindestens je ein positiver und ein negativer in Serie sein und diese Serien können beliebig kombiniert werden. Sind diese Stäbe Teile einer Ringwicklung, so entspricht jedem der Stäbe ein nicht induzierender bzw. nicht induzierter — ein blinder — Stab, mit welch letzterem der Induktionsstab eine Spulenwindung bildet. Verbinden wir die Stäbe auf der Armatur in Fig. 153a mit Berücksichtigung ihres Zeichens und senden wir einen Strom in die so entstehende Wicklung, so erhalten wir ein vierpoliges Feld; bewegt sich ein vierpoliges Feld relativ zu dieser Wicklung, so entstehen Ströme, deren Richtung am Umfang viermal wechselt. Wollten wir von jenen acht Windungen in Fig. 153a

statt eines vierpoligen ein achtpoliges Feld erzeugen lassen, so müßten die Stromrichtungen die in Fig. 153b gezeichneten sein. Es hätten dann die Elemente 1, 4, 5, 8 ihre Richtung zu wechseln. Die Hälfte der Stäbe behält ihre Stromrichtung, die andere Hälfte ändert dieselbe. Diese allgemein gültige Regel gestattet uns, aus jeder beliebigen Wicklung für p_1 Pole eine solche für p_2 Pole zu machen. Man hat die Wicklung bloß aus zwei Teilen zusammenzusetzen, die einmal gleichsinnig und das andere Mal gegensinnig durchflossen werden. Zerlegen wir die Wicklung 153a bzw. 153b in die Teile AB, enthaltend die Stäbe 2, 3, 6, 7, und CD, enthaltend die Stäbe 4, 5, 8, 1, so werden wir bei der Schaltung $ABCD$ eine achtpolige Wicklung, bei der Schaltung $ABDC$ eine vierpolige erhalten. Will man die Wicklung gleichzeitig als vier- und achtpolige Erregerwicklung benützen, so schaltet man die Serie $ABCD$ (siehe Fig. 153b) und schaltet in den Serienkreis eine Stromquelle; anderer-

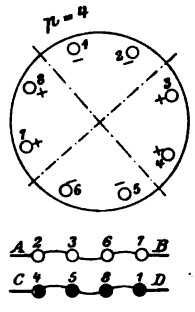


Fig. 153a.

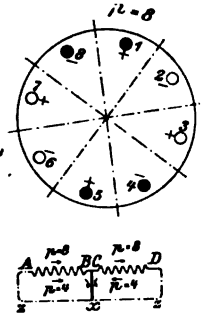


Fig. 153b.

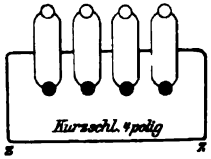


Fig. 154.

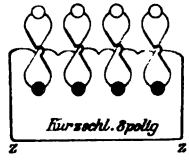


Fig. 155.

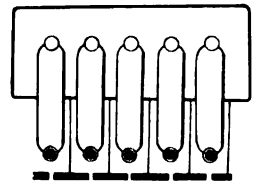


Fig. 156.

seits gibt man in die Brücke (BC) —x die zweite Stromquelle. Soll die Wicklung $ABCD$ durch ein vier- und achtpoliges Feld nacheinander oder gleichzeitig induziert werden, so werden die dem achtpoligen Feld entsprechenden Ströme z. B. in der Serie $ABCD$ verlaufen; für die dem vierpoligen entsprechenden sind AB und CD durch die Brücke parallel geschaltet.

Es ist jedoch nicht nötig, alle ihrem Zeichen nach in beiden Feldern unveränderten in die eine Serie, die veränderlichen in eine

zweite Serie zu schalten. Man kann je einen oder mehrere veränderliche in Serie mit einem oder mehreren unveränderlichen Stäben schalten und die so entstehenden Stromkreise aneinanderfügen. In Fig. 154 sind die Stäbe so miteinander verbunden, daß 2, 4, bzw. 3, 5, bzw. 6, 8, bzw. 7, 1 einzelne Kurzschlußwicklungen im vierpoligen Feld bilden; für die Induktionen im achtpoligen Feld sind 2 und 4, bzw. 3 und 5 usw. parallel geschaltet und die einzelnen Wicklungen liegen in Serie; die achtpoligen Ströme verlaufen daher durch *zz*. Fig. 155 zeigt denselben Fall wie Fig. 154 in solcher Veränderung, daß die Wicklungen 2 und 4 usw. jetzt im achtpoligen Felde Kurzschlußwindungen vorstellen. Die Stabelemente sind gekreuzt verbunden. Fig. 156 zeigt den Fall, wo Gruppen aus Kurzschlußwicklungen für eine Polzahl zu einer Kollektorwicklung einfachster Art für eine andere Polzahl vereinigt werden. Fig. 157 zeigt einen Fall, wo zwei wirkliche Trommelelemente (2×2 Stäbe) zu einer Kurzschlußwicklung in der Polzahl p_1 vereinigt sind und für irgendeine andere Polzahl zu einer Kollektorwicklung verbunden werden. Je nach der Wahl dieser anderen Polzahl werden die zwei Hälften jeder Trommelwicklung während längerer oder kürzerer Zeit gegengeschaltet sein, was als ein Nachteil wahrer Trommelwicklungen für solche kombinierte Wicklungen anzusehen ist. Sofern man nicht ein und denselben Schritt mehr als einmal wiederholt, sind derartige kombinierte Wicklungen überhaupt keine Spulenwicklungen. Erst für die Wiederholungen müssen blinde Stäbe eingeschaltet werden.

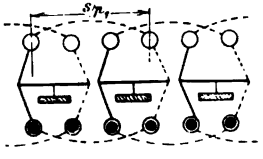


Fig. 157.

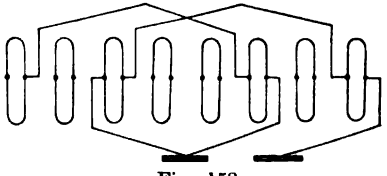


Fig. 158.

Fig. 158 möge andeuten, wie derartige Kurzschlußelemente ganz nach den allgemeinen Regeln der Gleichstrom-Kollektorwicklungen zu solchen verbunden werden können.

Fig. 159a und b und Fig. 160a und b zeigen ausgeführte Wicklungen für vier und sechs Pole und zehn Elemente. In Fig. 159 ist

die Wicklung vierpolig im Kurzschluß, in Fig. 160 ist sie sechspolig im Kurzschluß. In beiden Fällen ist der Kurzschlußanker fünfphasig. Diese Verschiedenpoligkeit im Kurzschluß drückt sich dadurch aus, daß in Fig. 159 die Verbindungen gekreuzt, in Fig. 160 offen sind. Die zu einem Kurzschlußkreis verbundenen Elemente liegen hier diametral (1—6, 3—8 usw.); bei vier und acht Polen lägen sie um 90° auseinander. Man sieht aus den Figuren, daß die

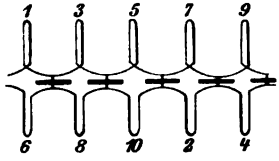


Fig. 159a.

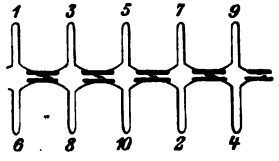


Fig. 160a.

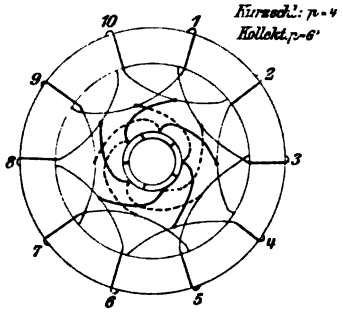


Fig. 159b.

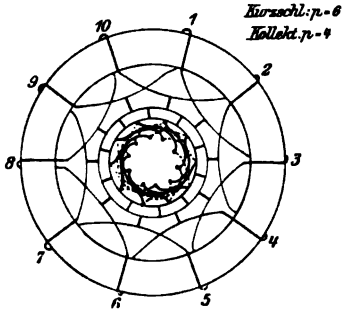


Fig. 160b.

Spulen 1, 3, 5, 7, 9 eine und die Spulen 6, 8, 10, 2, 4 eine zweite Serie bilden. In der Art der Anbringung der Kollektorsegmente ist zwischen Fig. 159 und 160 der Unterschied, daß in 159 in die Verbindungen der Kurzschlußwindungen Kollektorsegmente gelegt sind, in Fig. 160 aber diese Verbindungen erst zwischen den Kollektorsegmenten hergestellt werden. Daher ist die Zahl der Segmente in Fig. 160 doppelt so groß als in Fig. 159. Die Verbindungen in Fig. 160 sind innerhalb des Kollektors angebracht. Bezüglich der Wahl der Polzahlen ist erstens die vollkommene Induktionslosigkeit der Wicklungen gegeneinander maßgebend, welche auch von selbst das Vorhandensein tangentialer Zugkräfte ausschließt, zweitens das

Nichtvorhandensein radialer Zugkräfte der einen Wicklung auf die andere.

Was den erregenden Teil (Ständer) betrifft, so haben wir schon an Hand der Fig. 153 gesehen, daß es möglich wäre, durch eine und dieselbe Wicklung zwei verschiedenpolige Felder zu erregen, also beispielsweise ein p_1-poliges Wechselfeld und ein p_2-poliges Gleichfeld. Man kann aber, und das wird der praktisch häufigere Fall sein, auch getrennte Wicklungen anwenden. Funktioniert der Läufer p_1-polig als Kurzschlußanker und p_2-polig als Gleichstrom-Kollektoranker, so haben wir bereits einen kombinierten Gleich- und Wechselstrommotor bzw. Gleichstromgenerator oder Wechselstrom-Gleichstrom-Umformer in einem einzigen Apparat vereinigt. Der teilweise gemeinschaftliche magnetische Kraftfluß ist, sofern man sich im Bereiche der großen magnetischen Permeabilität des Eisens befindet, ohne nachteiligen Einfluß. Dagegen sind die Bedingungen für die gute Funktion eines Wechselstrommotors, kleiner Luftspalt und gleichmäßig verteiltes Eisen, den normalen Konstruktionsverhältnissen von Gleichstrommaschinen direkt widersprechend. Gleichmäßig verteiltes Eisen würde das Ankerfeld vergrößern und dadurch die Folgeerscheinungen der Ankerreaktion steigern. Diese Schwierigkeit führte nun Déri zu einer Kompensation dieses Ankerfeldes, deren Grundidee die folgende ist.

Die Aufhebung dieses Ankerfeldes kann nur durch ein Feld erfolgen, das an jeder Stelle gleich groß und entgegengesetzt gerichtet ist. Ein solches Feld aber kann nur durch Drähte, die in derselben gleichförmigen Weise am Ständerumfang verteilt sind, wie die Ankerwicklung am Läufer es ist, erregt werden. Die Anbringung solcher Kompensationswindungen wird ermöglicht durch die Gleichmäßigkeit der Eisenverteilung am Ständer. In Nuten, die sich rings am ganzen Ständerumfang befinden, liegen die Kompensationswindungen, so daß im Raume unmittelbar nebeneinander die positiven Amperewindungen der Ankerwicklung und die negativen der Ständerkompensationswicklung liegen. Diese Kompensation bietet für den geringen Mehraufwand von Kupfer und für eine geringe Vermehrung der Kupferverluste den Vorteil der vollkommenen Verhütung jeder Feldverzerrung, so daß die Bürsten bei jeglicher

positiven oder negativen Belastung in der theoretischen neutralen Zone verbleiben. Für die Funktion der kombinierten Motoren als Gleichstrommotor oder Gleichstromgenerator ist diese Eigenschaft von besonderem Wert. Ich möchte nicht unerwähnt lassen, daß diese Kompensation Anwendung auf beliebige Gleichstrommaschinen zuläßt, namentlich auf solche, wo konstante Bürstenstellung erforderlich ist, was heute nur mit großem Luftspalt oder dessen Äquivalent, sehr hohen Zahninduktionen, erreicht werden kann.

In Fig. 161 deutet A den Anker an, dessen Welle mit der Radwelle fest gekuppelt ist; der Anker liegt mit Vorschaltung der durch C angedeuteten, in Wirklichkeit am ganzen Ständerumfang gleichmäßig verteilten Kompensationswicklungen, an der Battereie B. An einem Teil oder der ganzen Batterie liegt die Nebenschlußwicklung E. Der Wechselstrom tritt durch die Klemme K_2 ein und K_1 aus, und zwar zur Schiene (e).

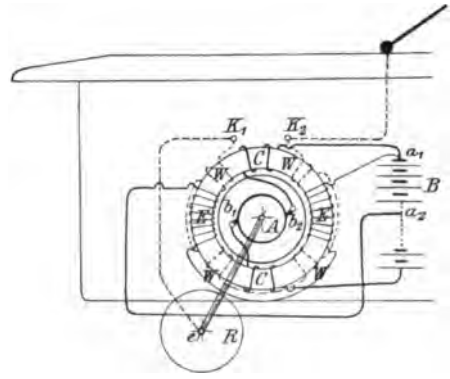


Fig. 161.

Als Abschluß der Besprechung der kombinierten Motoren möchte ich aus einer Reihe von Versuchsresultaten an dem ersten derartig ausgeführten Motor die folgenden herausgreifen.

Die Dimensionen des Ständers und Läufers sind die eines 15 pferdigen Mehrphasenmotors bzw. eines 12 pferdigen Einphasenmotors. Da die Wicklungen den vorhandenen und für diese kombinierten Motoren nicht günstigen Nutendimensionen angepaßt werden mußten, so waren schon die gerechneten Nutzeffekte nicht hoch. Die folgenden Versuchsdaten zeigen eine gute Übereinstimmung mit den vorausberechneten Daten, so daß in Zukunft, wo reichlichere Kupfermengen bei den gleichen Eisendimensionen Verwendung finden werden, wesentlich höhere Wirkungsgrade zu erwarten sind.

Doppelmotor (Gleich- und Wechselstrommotor):

Tourenzahl	Wechselstrommotor Volt	Amp.	Watt	Gleichstrommotor Volt	Amp.	Watt	Abgeg. Leistung in Watt	Wirkungsgrad
670	120	105	6500	107	68	7276	11 250	82% (gerechnet 82,4)
				Umformer:				
690	120 (aufgenommen)	—	6400	72 (abgegeben)	54	3890		59% (gerechnet 59%)

Was die Wirkung der Kompensation betrifft, so kann ich diese am besten dadurch belegen, daß ich erwähne, daß ich bei von mir selbst angestellten Versuchen die Bürsten ein- für allemal in die theoretische neutrale Zone stellte und trotz beliebiger Veränderung in der Belastung an den Bürsten absolut keine Funken beobachten konnte.

Durch diese kombinierten Motoren, welche für die gleiche Leistung eine Verringerung des Motorengewichtes und volle Ausnützung des Adhäsionsgewichtes ergeben, ist der einen der beiden Schwächen des kombinierten Wechselstrom-Gleichstrom-Systemes wirksam abgeholfen. Eine zweite bilden die Akkumulatoren. Eine Eliminierung derselben ist nicht zweckmäßig. Wohl aber ergeben sich viele Fälle, wo die transportablen Akkumulatoren mit Hintansetzung eines großen Teiles der Anfahrenergie durch stationäre ersetzt werden können. Die ausgleichende Wirkung der Batterien erstreckt sich sodann auf größere Teile des Systems; die erforderliche Kapazität ist geringer als die Summe der Kapazitäten, die für die Wagen notwendig wären; endlich sind die Erhaltungskosten für stationäre Akkumulatoren wesentlich geringer. In weiterer Ausbildung seines Systems für gewisse Fälle schlägt daher Déri vor, neben den stationären Transformatoren auch stationäre Akkumulatoren anzuwenden. Zu den fahrenden Zügen führen dann Wechsel- und Gleichstromleitungen. In den Stationen, Weichen, Kreuzungen können die Wechselstromleitungen wegbleiben. Dieses System gehört bereits in die dritte Kategorie.

3. Im Wesen besteht das gesamte Netz in diesem Falle aus einem Dreileitersystem, von welchem ein Zweig ein Wechselstrom-Energieverteilungsnetz, der andere ein Gleichstrom-Puffernetz ist. (Siehe

Fig. 162.) L_1 und L_2 sind die Wechselstrom-Hochspannungsleitungen; TT die Transformatoren; BB die Batterien, die entweder in denselben oder in örtlich anders gelegenen Punkten untergebracht sind. Der Wechselstrom findet seine Hinleitung in W, der Gleichstrom in G, die gemeinsame Rückleitung ist WG (in der Regel die Schienenleitung). Durch die Trolleys t_1 und t_2 wird der Wechselstrom bzw. der Gleichstrom den kombinierten Motoren auf den Wagen zugeführt. Die kombinierten Motoren können auch eine

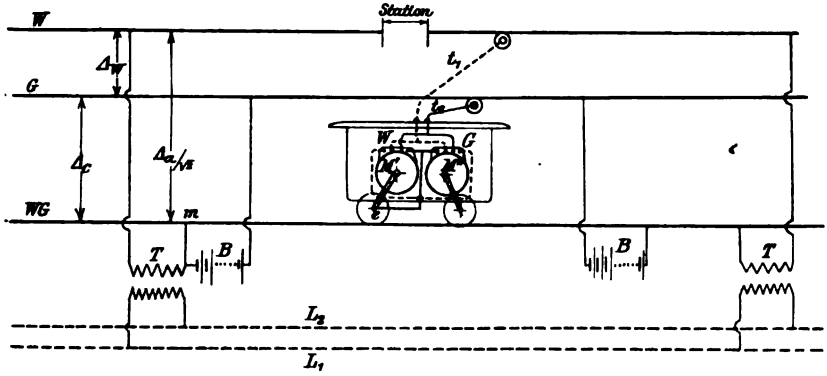


Fig. 162.

Außenerregung durch einige Zellen, die während der Fahrt nachgeladen werden, erhalten.

Was die Führung von Gleich- und Wechselstrom (Wellenstrom) in einer gemeinsamen Leitung betrifft, so erfolgt sie so, als ob die beiden Stromarten getrennt wären. Wenn der Wellenstrom (i_w) aus einem Gleichstrom J_c und einem Wechselstrom $J_a \sin 2\pi n t$ zusammengesetzt ist, also

$$i_w = J_a \sin 2\pi n t + J_c$$

und daher

$$i_w^2 = J_a^2 \sin^2 2\pi n t + J_c^2 + 2 J_a J_c \sin 2\pi n t$$

ist, so ist der Effektivwert des Wellenstromes (J'_w) gegeben durch die Gleichung:

$$J'^2_w = \frac{J_a^2}{2} + J_c^2 . \tag{1}$$

Dieselbe Gleichung und die sich daraus ergebende Konstruktion eines rechtwinkligen Dreiecks mit $\frac{J_a}{\sqrt{2}}$ und J_c als Katheten und

J_w als Hypotenuse gilt auch für die Zusammensetzung einer Gleich- und einer Wechselspannung. Aus der Gleichung (1) erhellt auch, daß die Jouleschen Verluste, die durch einen Wellenstrom hervorgerufen werden, gleich sind der Summe der Verluste durch die Gleich- und Wechselstromkomponente. Der Spannungsabfall ergibt sich für jede Stromart, wie wenn die andere nicht vorhanden wäre.

Da die Batterien beim Anfahren der verschiedenen, in dem an sie angeschlossenen Bezirk von Leitungen sich befindlichen Wagen mehr Energie abgeben als sie beim Anhalten und beim Fahren der Wagen im eventuellen Gefälle zurückerhalten, so muß eine Umformung der Wechselstrom- in die Gleichstromenergie erfolgen, welche Umformung durch die fahrenden kombinierten Motoren geschieht. Dieselben funktionieren in ganz derselben Weise wie im Falle der transportablen Akkumulatoren. Es kommen hier bloß noch die Leitungsverluste in der Batterieleitung (G und WG) hinzu. Die Akkumulatoren umfassen jedoch jetzt eine Reihe von Wagen. Von einem Teile nehmen sie in einem bestimmten Moment Energie auf, einem anderen Teile liefern sie Energie. Bezüglich der Bremsung der Motoren verhält sich das System so wie Systeme mit gegebener Spannung; auch sind in der Strecke neben der Schienenrückleitung mindestens zwei, in den Stationen eine Leitung erforderlich. Dagegen werden dem System alle Vorteile eines Hochspannungs-Energieverteilungssystems mit ruhenden Transformatoren und die für Bahnen bewährte Ausgleichswirkung stationärer Pufferbatterien zukommen.

Um auch auf der Strecke die dritte Leitung überflüssig zu machen, ist Déri noch einen Schritt weiter gegangen. Er hat nämlich den Mittelleiter ganz fortgelassen. Haben die Sekundärkreise der Transformatoren T die Effektivspannung $\frac{\Delta_a}{\sqrt{2}}$, die Batterien B, die in Serie mit den Transformatoren geschaltet werden, die Spannung Δ_c, so herrscht zwischen Hin- und Rückleitung die Wellenspannung:

$$\Delta'_w = \sqrt{\left(\frac{\Delta_a}{\sqrt{2}}\right)^2 + \Delta_c^2}\,.$$

Der im System fließende Wechselstrom ist,

$\frac{J_a}{\sqrt{2}} = J'_a$ und $\frac{\Delta_a}{\sqrt{2}} = \Delta'_a$ gesetzt,

$$J'_a = \frac{\Delta'_a}{r'},$$

worin r' der scheinbare Widerstand der angeschlossenen Apparate ist; der Gleichstrom ist

$$J_c = \frac{\Delta_c - \delta_c}{r},$$

worin r der Ohmsche Widerstand und δ_c die Gleich-Gegen-EMK. der angeschlossenen Apparate ist.

Der Wellenstrom ist dann gleich

$$J'_w = \sqrt{J'^2_a + J^2_c}.$$

An eine solche Wellenspannung darf man natürlich nicht Apparate legen, welche einer der beiden Spannungskomponenten keine Gegen-EMK. bieten. Eine Akkumulatorenbatterie wäre für die Wechselspannungs-, ein Wechselstrommotor für die Gleichspannungskomponente ein Kurzschluß. Schaltet man dagegen beide, Wechselstrommotor und Gleichstrombatterie, hintereinander an die Wellenspannung, so wird jede Stromart nur im betreffenden Apparat nutzbringende Arbeit leisten und den anderen Apparat als einfachen Ohmschen Widerstand durchfließen.

Natürlich kann man eine Akkumulatorenbatterie oder einen Gleichstrommotor unter Vorschaltung einer Drosselspule direkt an eine Wellenspannung legen. Bei einem Wechselstromapparat ließe sich ähnliches durch Vorschaltung eines Kondensators erreichen.

Speziell für das Bahnsystem ist das nicht erforderlich. In die auf den Wagen (siehe Fig. 163) befindlichen kombinierten Motoren tritt der Wechselstrom z. B. bei K_1 ein, geht durch die Wechselstromwicklung bis K_2, tritt dann in die Serie Kompensation-Anker ein und führt dann zur zweiten Leitung (Rückleitung). Der Anker einer gewöhnlichen Dynamomaschine hätte beträchtliche Selbstinduktion; der durchgehende Wechselstrom würde demnach auch einen induktiven Spannungsabfall hervorbringen. Anker- und Kompensationswicklung zusammen sind jedoch induktionslos. Was die

Gleichstromerregung betrifft, so ist sie in Fig. 163 als Nebenschlußerregung gezeichnet. Sie liegt direkt an der Wellenspannung. Wegen des hohen induktiven Widerstandes sendet die Wechselspannungskomponente durch sie bloß einen verschwindend kleinen Strom. Serienerregung ist bei diesem reinen Wellenstromsystem nicht möglich, weil die Magnetspulen den Wechselstrom drosseln würden. Dagegen ist Außenerregung, die mit ganz geringer Zellenzahl erfolgen kann, schon mit Rücksicht auf die Sicherheit der Magnetwicklung als gute Lösung zu betrachten.

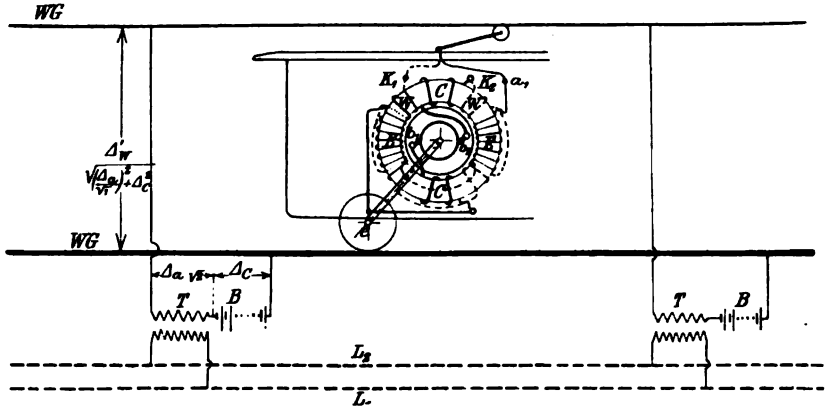


Fig. 163.

Bei diesem Bahnsystem werden ebenso wie an den Verbrauchsstellen, auch an den Unterstationen die Ohmschen Verluste eine Steigerung erfahren. Auch hier wird der Gleichstrom durch die Transformatorwicklung und der Wechselstrom durch die Akkumulatorenbatterie gesandt. Während die Steigerung der Ohmschen Verluste überall rechnerisch verfolgt werden kann und bei den gebräuchlichen Kupfergewichten den gesamten Wirkungsgrad nur unbeträchtlich verringert, liegen für Akkumulatorenbatterien keine verläßlichen Angaben vor; doch haben vorläufige Versuche ergeben, daß der Spannungsabfall durch den Wechselstrom bloß ca. 2% bei Maximalbeanspruchung (etwa 3 Ampere pro Quadratdezimeter Anodenfläche) und ca. 1% bei mittlerer Beanspruchung (etwa 1,5 Ampere pro Quadratdezimeter Anodenfläche) ist. Auch wurde

bei wiederholten Ladungen und Entladungen bei gleichzeitigem Hindurchsenden von Wechselstrom keinerlei nachteilige Folgen beobachtet. Hierüber können übrigens nur langandauernde Versuche vollen Aufschluß geben.

Ich habe im Vorhergehenden stets das Einphasen-Wechselstrom-Gleichstrom-System behandelt; die sinngemäße Übertragung für Mehrphasen-Wechselstrom-Gleichstrom ergibt sich von selbst. Die Zahl der Wechselstromleitungen auf der Strecke wird um eins vermehrt.

Die drei dargelegten Formen des Dérischen Systems sind übrigens nicht für alle Fälle gleichwertig. Für große Stationsentfernungen und geringe Zugzahl werden sich im allgemeinen transportable Akkumulatoren, für kleine Stationsentfernungen und große Zugzahl stationäre Akkumulatoren besser eignen. Statt des Dreileitersystems wird dort, wo auf hohen Nutzeffekt nicht das Hauptgewicht gelegt wird, das Zweileitersystem (Wellenstromsystem) Verwendung finden können.

Im allgemeinen ist jedes Bahnnetz individuell zu behandeln. Es gibt zweifelsohne Fälle, wo kombinierte Systeme überhaupt keine Berechtigung haben. Engbegrenzte Netze mit dichtem Verkehr (Tramwaynetze) verlangen nach dem einfachen Gleichstromsystem. Lange Strecken mit geringem Verkehr und kontinuierlichen Steigungen sind nach dem gegenwärtigen Stand der Akkumulatorentechnik, trotz der drei erforderlichen Leitungen und mancher Nachteile der Mehrphasenmotoren, wohl am rationellsten direkt mit Mehrphasenströmen zu versorgen. Die Vollbahnen für den Nahverkehr mit relativ schweren, rasch fahrenden Zügen sind im gegenwärtigen Moment das eigentliche Anwendungsgebiet für kombinierte Wechselstrom-Gleichstrom-Systeme mit Pufferbatterien. Auch für Fernvollbahnen sind ruhende Umformer und mitgeführte Batterien von besonderem Wert; erstere, weil sie ohne Beaufsichtigung verbleiben können, letztere hauptsächlich deshalb, weil sie die Leitungsführung an einzelnen Stellen entbehrlich machen. Es erwächst demnach im zukünftigen elektrischen Fernbahnbetrieb den kombinierten Systemen ein zweites großes Anwendungsgebiet.

VII.

Diese Reihe umfaßt meine mehr theoretischen Arbeiten über einphasige Kommutatormotoren. Die erste bringt die frühesten Mitteilungen über Winters und meine Arbeiten. Die zweite ist eine Kampfschrift gegen die Verwendung von Widerständen in Wechselstrom-Kommutatormotoren. Die dritte behandelt das allgemeine Problem der Erregung von Gleichstromankern durch Wechselstrom und zeigt wie Phasenkompensation bei irgendeiner Tourenzahl erreicht werden kann. Die vierte Arbeit stellt eine Vervollkommnung und Ergänzung der ersten Arbeit dar. In der fünften Arbeit habe ich ein letztes Mal versucht, die relativen Vorteile der Periodenzahl 25 gegenüber der 15 zu verteidigen. Die Reihe beschließt der Versuch einer volkstümlichen Darstellung der Einphasen-Kommutatormotoren.

Einphasen-Kollektormotoren und ihre Reglung.[1])

Einleitung.

Das Gebiet der Einphasen-Kollektormotoren, das um 1890 zugunsten des Drehstrommotors verlassen wurde, erregt derzeit erhöhtes Interesse. Denn der Einphasen-Kollektormotor ist der zukünftige Eisenbahnmotor. Daß diese Art von Motoren scheinbar vollkommen verlassen wurde, lag daran, daß die Kollektoren völlig unzufriedenstellend arbeiteten. Vielleicht gab man sich auch der eitlen Hoffnung hin, daß man dem Einphasen-Induktionsmotor,

[1]) Vortrag, gehalten in der Sitzung des Elektrotechnischen Vereins am 24. November 1903. Elektrotechn. Zeitschr. 1904, Heft 4.

ohne einen Kollektor zu verwenden, hohe Anzugskraft verleihen könne.

Pioniere auf dem Gebiete der Einphasenmotoren, wie E. Arnold und M. Déri haben in klarer Erkenntnis der Eigenschaften der Kollektormotoren und des Einphasen-Induktionsmotors, Motoren für Einphasenstrom geschaffen, die, als Serien- oder Repulsionsmotoren anlaufend, schließlich als Induktionsmotoren weiterliefen. Diese Motoren waren für kleinere Leistungen und die kurzzeitige Beanspruchung des Kollektors jedenfalls sehr brauchbare Kollektormotoren.

Von Déri selbst, mit dem ich vor Jahren schon die Entwürfe seiner Repulsionsmotoren durchführte, erbte ich die absolute Zuversicht in die praktische Wertigkeit des Einphasen-Kollektormotors.

Die Anordnungen, die ich im folgenden hauptsächlich besprechen werde und die das Problem des Einphasenmotors einer vollkommenen Lösung zuführten, sind ein Teil des Ergebnisses derjenigen Arbeiten, die ich gemeinschaftlich mit Ingenieur G. Winter in Wien seit mehr als 4 Jahren durchführte.

I. Vorgänge in der Kollektormaschine.

Wenn sich eine Kollektorarmatur, wie sie auch bei Gleichstrommaschinen verwendet wird, im Wechselfeld befindet, so kann an den Bürsten eine zweifache EMK. auftreten:

1. Eine durch Rotation erzeugte EMK. Der Momentanwert dieser EMK. ist stets proportional der sekundlichen Umlaufszahl n, dem Momentanwert des Feldes Φ (siehe Fig. 164), dem Sinus des Winkels α, den die Bürstenachse mit der Feldachse einschließt[1]) und der Leiterzahl K, die in Serie zwischen den Bürsten liegt. Der Momentanwert dieser „EMK. der Rotation" $\overline{e_R}$ ist:

$$\overline{e_R} = 2 \cdot \Phi_{\text{mom.}} \cdot n \cdot K \cdot \sin\alpha \,.$$

Der Faktor 2 kommt daher, weil bei jeder Umdrehung der Kraftfluß Φ zweimal geschnitten wird. $\overline{e_R}$ und $\Phi_{\text{mom.}}$ sind stets proportional.

[1]) Stets auf die zweipolige Grammearmatur bezogen. — Siehe übrigens „Über die Transformatoreigenschaften der Gleichstromarmatur". Elektrotechn. Zeitschr. 1901, Heft 28 und S. 63 dieser Sammlung.

Demnach ist die EMK. der Rotation in Phase mit dem Wechselfeld und stets von gleicher Periodenzahl wie das Wechselfeld, welches auch die Umdrehungszahl sei. Bezeichne E_R den Effektivwert der EMK. der Rotation, so ist

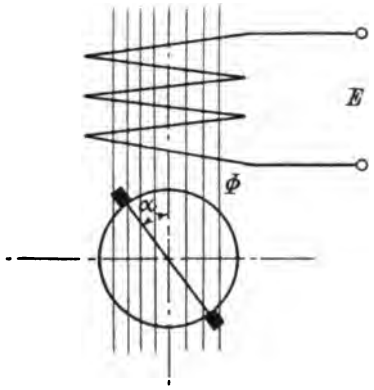


Fig. 164.

$$(1) \qquad E_R = 2 \cdot n \cdot K \cdot \sin\alpha \cdot \frac{\Phi_{max}}{\sqrt{2}};$$

für $\alpha = 0$ oder $n = 0$ wird $E_R = 0$.

2. Eine durch Induktion der Ruhe erzeugte EMK. Der Momentanwert derselben ist stets unabhängig von der sekundlichen Umlaufszahl, proportional der Veränderung des Feldes Φ nach der Zeit, dem Kosinus des Winkels α (siehe Fig. 164) und der wirksamen Leiterzahl, d. i. bei einer gleichmäßig verteilten Wicklung $\frac{2}{\pi} \cdot K$. Diese EMK. der Ruhe ist demnach gegen das Feld Φ um 90° nacheilend und gegeben durch den Ausdruck

$$E_{J\,eff} = 2 \cdot \infty \cdot \frac{2}{\pi} K \cdot \Phi_{max} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \cos\alpha .$$

$$(2) \qquad E_J = 2 \cdot \infty \cdot K \cdot \cos\alpha \cdot \frac{\Phi_{max}}{\sqrt{2}} .$$

Die Gleichung (1) ist die verallgemeinerte Gleichung der EMK. einer Gleichstrommaschine, Gleichung (2) ist die EMK.-Gleichung für den sekundären Teil eines Transformators. Daß dieser hier die Form einer Kollektorarmatur hat, tut nichts zur Sache.

3. Fassen wir zunächst den 2. Fall ein wenig näher ins Auge (siehe Fig. 165). Der Winkel α ist Null. Wir belasten den Transformator, z. B. mit Ohmschen Widerständen. Das Diagramm Fig. 166 für einen Transformator mit einer Kollektorarmatur als Sekundärkreis ist natürlich identisch mit dem eines gewöhnlichen Transformators. Ist W, der äußere Widerstand gegeben, so ergibt sich Größe und Phase von $J_{,,}$ bzw. $J_{,}$ im Verhältnis zu E aus dem

Linienzug Fig. 166[1]). Durch die Einschaltung des Ohmschen Widerstandes haben wir das System zur Arbeitsabgabe gezwungen. Alle Arbeit geht aber in Widerständen verloren, denn eine mechanische Drehmomentswirkung ist ausgeschlossen, weil 1. die Achse der Armaturamperewindungen und des Magnetfeldes miteinander übereinstimmen ($\alpha = 0$) und 2. die Phasenverschiebung zwischen den Armaturströmen ($J_{,,}$) und dem Felde Φ nahezu 90° ist. Die Drehmomentsgleichung ist nämlich ganz analog derjenigen für

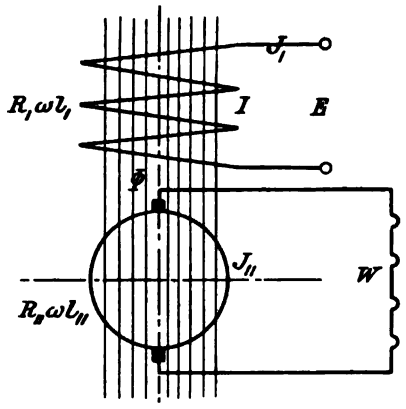


Fig. 165.

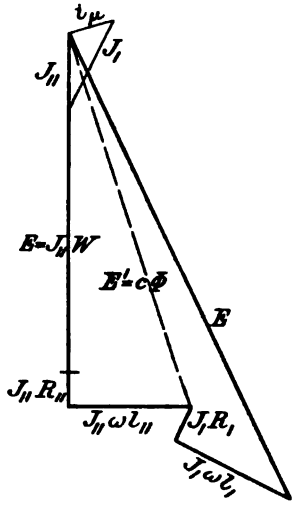


Fig. 166.

Gleichstrommaschinen; sie berücksichtigt aber außer dem räumlichen Winkel auch den zeitlichen Winkel (φ) zwischen den Amperewindungen und dem Magnetfeld.

Die Zugkraft Z ist gegeben durch den Ausdruck:

$$Z = K \cdot \frac{2}{\pi} \cdot J_{,,\,\mathrm{eff}} \cdot \frac{B_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot l \cdot \sin\alpha \cdot \cos\varphi \,.$$

Hiermit ist $J_{,,}$ der totale Ankerstrom und $B_{\max}$ der Mittelwert der maximalen Kraftliniendichte rings um die Armatur. Setzt man

$$\Phi_{\max} = B_{\max} \cdot d \cdot l \,,$$

[1]) Siehe Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1902, Heft 40, „Bemerkungen zum allgemeinen Transformatorendiagramm" und S. 139 dieser Sammlung.

worin d der Ankerdurchmesser, l die aktive Länge ist, so erhalten wir für das Drehmoment D die Gleichung:

$$(3) \qquad D = \frac{1}{2} \cdot K \cdot \frac{2}{\pi} \cdot J_{,,\,\mathrm{eff}} \cdot \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot \sin\alpha \cdot \cos\varphi \,.$$

Für den Fall in Fig. 165 ist $\alpha = 0$ und $\varphi = 90°$, daher $Z = 0$ und $D = 0$.

4. Dasselbe Resultat der primären Arbeitsaufnahme hätten wir aber auch in der Weise erzielen können, daß wir zu dem Feld Φ in Fig. 167, das vom Wicklungssystem I bestimmt ist, ein zweites

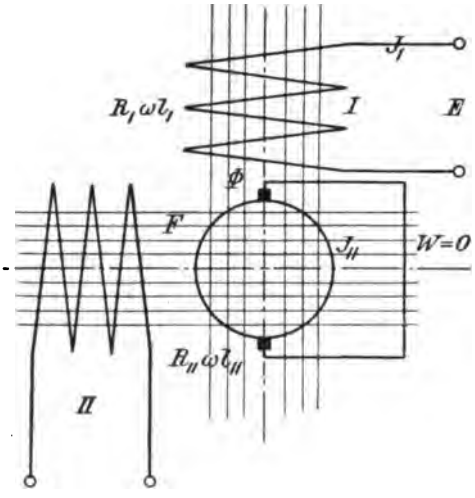


Fig. 167.

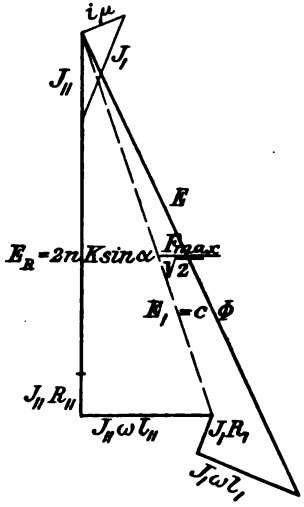


Fig. 168.

Feld, F, hinzufügen, dessen räumliche Achse senkrecht steht auf der Achse von Φ, dessen Phase wir aber — durch irgendwelche Mittel — identisch mit der Phase der Ströme $J_{,,}$ halten wollen. Und nun lassen wir bei unveränderter Bürstenstellung den Anker rotieren. Es entsteht dann nach Formel (1) eine EMK. oder besser Gegen-EMK., die in Phase mit $J_{,,}$ und proportional der sekundlichen Umlaufszahl ist. Diese EMK. E_R entspricht ganz genau dem $J_{,,}W$ der Fig. 166, ja man kann den äquivalenten Ohmschen Widerstand W_0 bestimmen aus der Gleichung:

$$W_0 = \frac{E_R}{J}, \quad \text{worin} \quad E_R = 2\,n\,K \cdot \sin\alpha \cdot \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}} \,.$$

Mit diesem Feld F können die Amperewindungen der Armatur ein mechanisches Drehmoment geben, denn es ist $\alpha = 90°$ und $\varphi = 0°$, also sind die günstigsten Bedingungen vorhanden.

Statt die primär durch I zugeführte Energie in Widerständen zu vernichten, erzeugen wir also durch Vermittlung des Hilfsfeldes F ein mechanisches Drehmoment, wir erhalten eine Motorwirkung.

Das Drehmoment ist für diesen speziellen Fall:

$$D = \frac{1}{2} \cdot K \cdot \frac{2}{\pi} J_{,,\text{eff}} \cdot \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}}.$$

5. Dieser Fall ist das genaue Äquivalent des ohmisch belasteten Transformators. Machen wir nun statt der speziellen Annahme $\varphi = 0°$ (d. h. daß F in Phase mit $J_{,,}$ sei) die Annahme, daß $\varphi = 90°$ ist. E_R wird dann nicht mehr in Phase mit $J_{,,}$ $R_{,,}$ sein, sondern mit $J_{,,}$ $w\,l_{,,}$. Setzen wir einen bestimmten Drehungssinn voraus, z. B. denjenigen, der bei $\varphi = 0°$ der Drehrichtung des Motors entspricht, so ist für $\varphi = 90°$ nacheilend E_R in der Richtung von $J_{,,}\,w\,l_{,,}$; für $\varphi = 90°$ voreilend wird E_R entgegengesetzt gerichtet sein, d. h. die durch Rotation im Felde F mit $\varphi = 90°$ nacheilend erzeugte EMK. ergibt eine Vermehrung der Selbstinduktion, dagegen wird bei $\varphi = 90°$ voreilend die durch Rotation erzeugte EMK. die Selbstinduktion aufheben oder wie eine Kapazität wirken. Die Diagramme für diese beiden extremen Fälle zeigen die Fig. 169

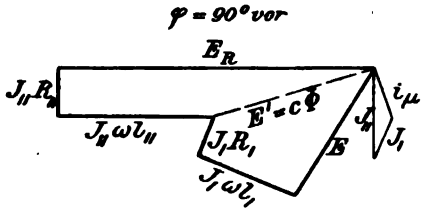


Fig. 169.

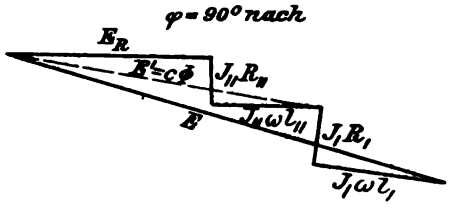


Fig. 170.

und 170. Immer ist noch vorausgesetzt, daß wir durch irgendwelche Mittel F der Größe und Phase nach konstant halten.

In einer Kollektorarmatur einer Wechselstrommaschine kann demnach eine wattlose Gegen-EMK. erzeugt werden, die in

einem Armaturstromkreise die Selbstinduktion teilweise oder ganz aufheben oder in Kapazität verwandeln kann. Es braucht nicht besonders betont zu werden, daß in diesem extremen Fall, wo $\varphi = 90°$ ist, wieder kein Drehmoment zwischen F und den Armatur-Amperewindungen entstehen kann.

6. Für den zwischen den beiden extremen Fällen ($\varphi = 0°$ und $\varphi = 90°$) liegenden Fall, wo $0 < \varphi < 90°$ ist, wird eine kombinierte Wirkung auftreten, d. h. die Gegen-EMK. wird gegen $J_{,,}$ um φ verschoben sein (siehe Fig. 171).

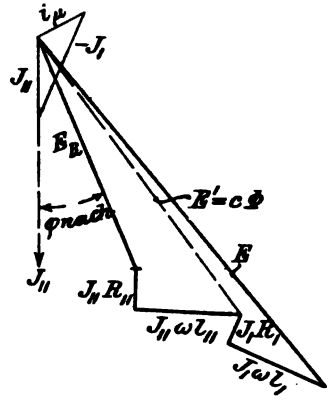


Fig. 171.

$OJ_{,,}$ gibt die Richtung des sekundären Stromes.

E_R ist in Phase mit F, das wieder in irgendeiner Weise gegenüber $J_{,,}$ um $\varphi°$ nacheilend gehalten wird.

Bis jetzt ist angenommen, daß F durch eine geeignete Wicklung II am Ständer erzeugt wird.

7. Wenn man nun F nicht durch die Ständerwicklung II erzeugen läßt, sondern durch eine umlaufende Kollektorwicklung II, eventuell durch dieselbe Kollektorwicklung, die in Fig. 167 z. B. in der einen Achse kurzgeschlossen ist, so kann man die Wirkung der Kollektorarmatur, die Selbstinduktion aufzuheben, benutzen, um dem Wicklungskreis II den Charakter des induktiven Widerstandes sukzessive zu nehmen. Diese Methode der Erregung haben Winter und der Verfasser schon im Jahre 1900 entwickelt. (Siehe Fig. 172.)

Nehmen wir an, daß der Wicklung I ein über Widerstände oder sonst eine Gegen-EMK. kurzgeschlossenes Bürstensystem BB gegenüberstehe, so zwar, daß $J_{,,}$ nahezu in Phase mit der zwischen BB durch Φ induzierten EMK. E_J ist. In das Wicklungssystem II (anfangend und endend mit den Bürsten $b\,b$) wird ein Strom gesandt, der in Phase ist mit $J_{,,}$. Wir wissen, daß dann die günstigsten Bedingungen für das Drehmoment erreicht sind. Nicht ganz, weil nun das Drehmoment zwischen F (Sitz an der rotierenden

Armatur) und den Ampereleitern der Ströme ($J_,$) in I entsteht. Bei der Rotation der Armatur in F entsteht nun zwischen BB eine EMK. E_R in Phase mit F, also mit dem Strom. Zwischen BB entsteht also eine Watt-Gegen-EMK.

Die Armatur rotiert aber ebensogut in Φ und durch die Rotation in Φ entsteht zwischen den Bürsten $b\,b$ eine EMK. in Phase mit Φ. Φ eilt aber dem Strom $J_{,,}$ nahezu um 90° voraus. Die zwischen $b\,b$ entstehende Gegen-EMK. eilt dem Strom um 90° voraus, hebt also

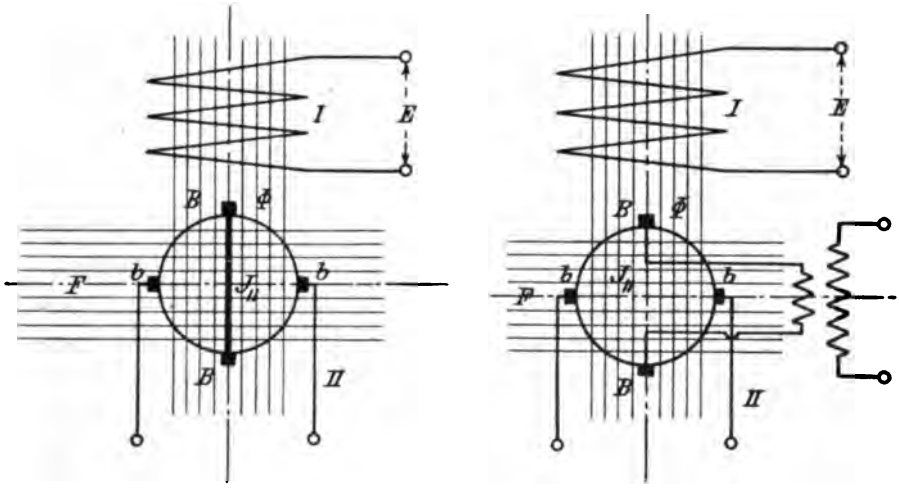


Fig. 172.

die Selbstinduktion ganz oder teilweise auf. Die EMK. E_R zwischen BB heiße E_R^I, diejenige zwischen $b\,b$ heiße E_R^{II}. Dann ist:

$$E_R^I = 2n\,K \cdot \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}},$$

$$E_R^{II} = 2n\,K \cdot \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}}.$$

Die EMK. E_{II}, die der Selbstinduktion der Feldwicklung II entspricht, ist

$$E_{II} = 2\infty \cdot K \cdot \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}}.$$

Die totale EMK. die zur Erzeugung des Feldes aufzuwenden ist, sofern man vom Ohmschen Widerstand und der Nutenstreuung ab-

sieht, heiße E_F und ist unter den vereinfachenden Voraussetzungen gegeben durch:

$$E_F = E_{II} - E_R^{II} = 2 \infty K \cdot \frac{F_{max}}{\sqrt{2}} - 2n K \cdot \frac{\Phi_{max}}{\sqrt{2}},$$

$$E_F = \frac{2K}{\sqrt{2}} [\infty F_{max} - n \Phi_{max}]. \tag{4}$$

E_F wird Null für $\infty F_{max} = n \Phi_{max}$.

$$\frac{F_{max}}{\Phi_{max}} = \frac{n}{\infty}. \tag{4a}$$

Im Synchronismus $n = \infty$ ist für $F_{max} = \Phi_{max}$ E_F theoretisch, d. h. unter den obigen Vernachlässigungen gleich Null.

Diesem idealen Fall kann man auch unterhalb oder überhalb des Synchronismus nahekommen.

Für die „Kompensation der Induktanz des Erregerkreises" ist es absolut nicht nötig, daß etwa der Wicklung I ein Ankerkurzschluß gegenübersteht. Die Bürsten BB können vielmehr auf irgendeinen Kreis geschlossen sein; wenn nur $J_{,,}$ mit der durch die ruhende Induktion zwischen BB erzeugten EMK. annähernd in Phase ist.

8. Es sei nun wieder angenommen, daß F in irgendeiner Weise, z. B. durch eine Wicklung II am Ständer erzeugt werde. Der größte Übelstand der bis in die jüngste Zeit bekannten Kollektormotoren lag in dem Verhalten der Kollektoren bzw. in den Kurzschlußverlusten, hervorgerufen durch die Feldvariation in dem durch die Bürsten BB kurzgeschlossenen Wicklungsteile (siehe Fig. 173). Durch die Variation des Feldes F entsteht in dem kurzgeschlossenen Wicklungsteile eine EMK.

$$e_J = 2 \infty \varkappa \cdot F_{max} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

[siehe Gl. (2)], worin $\varkappa$ die Zahl der kurzgeschlossenen Leiter ist.

Diese EMK. ergibt nun einen Wattverlust in der kurzgeschlossenen Spule, der im ruhenden Zustande nicht wegzubringen ist. Man kann die Zahl der kurzgeschlossenen Leiter vermindern, aber auch dies hat seine Grenze. Das Mittel, mindestens zwei unabhängige Wicklungen zu verwenden, ist keine Lösung, denn in Wirklichkeit findet der Kurzschluß einfach über zwei Bürsten statt (siehe Fig. 173a).

Der Ohmsche Widerstand der zwischenliegenden Wicklungspartien ist zwar wesentlich größer, aber meist noch klein gegenüber dem Widerstand der Kohle, die ja vor allem — auch im ersten Fall — berufen ist, die Kurzschlußenergie aufzunehmen.

Wenn man mit diesen und ähnlichen Mitteln arbeitet, so ist damit eine Lösung des Problems noch nicht gegeben.

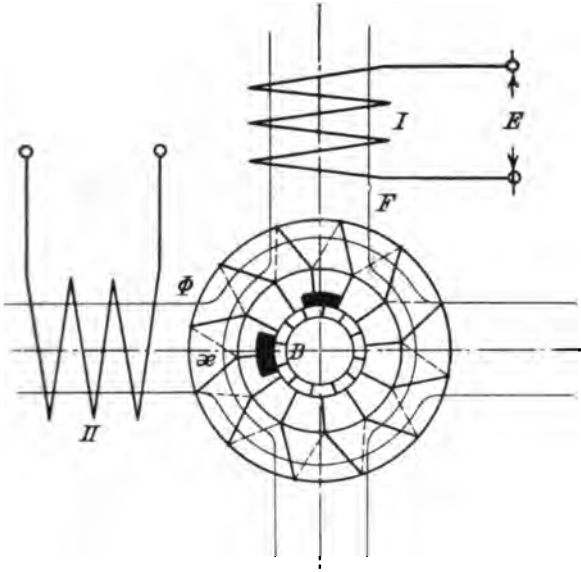


Fig. 173.

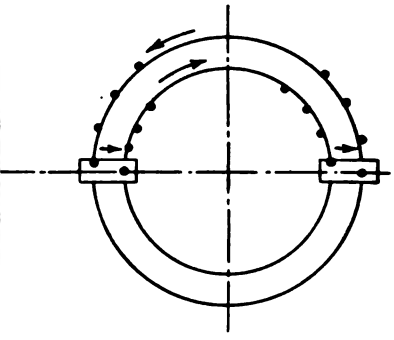


Fig. 173a.

Die Kohle vermag kurzzeitig die Kurzschlußenergie aufzunehmen, sofern man beim Entwurf darauf achtet, die maximal kurzgeschlossene EMK. e_J in gewissen Grenzen zu halten. Aber dauernd verträgt weder die Kohle noch der Kollektor diese Beanspruchung.

Um die Kurzschluß-EMK. e_J zu kompensieren, dient uns wieder das Feld Φ. Wenn der Anker rotiert, so entsteht in den Windungen x eine EMK. e_R, die gegeben ist durch die Gleichung:

$$e_R = 2 \cdot n \cdot x \cdot \Phi_{max} \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2} \text{ [1]}.$$

[1]) Der Faktor $\frac{\pi}{2}$ kommt hier deshalb hinein, weil Φ_{max} das zeitliche Maximum, aber einen örtlichen Mittelwert vorstellt.

Die bei irgendeiner Tourenzahl n in dem durch die Bürste kurzgeschlossenen Wicklungsteil wirkende EMK. ist

$$e_K = [e_J] - [e_R]$$

(siehe Fig. 174). e_J und e_R sind in Phase, wenn Φ der Phase nach senkrecht steht zu F; allgemein ist $e_J \perp$ zu F, e_R in Phase mit Φ.

Für den speziellen Fall, daß F und Φ der Phase nach aufeinander senkrecht stehen, ist

$$e_K = 2 \sim \varkappa F_{\max} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} - 2n \varkappa \Phi_{\max} \frac{\pi}{2\sqrt{2}},$$

$$e_K = \frac{2 \varkappa \pi}{2\sqrt{2}} [\sim F_{\max} - n \Phi_{\max}]. \tag{5}$$

Die Kurzschluß-EMK. und damit auch die Kurzschlußenergie wird Null für:

$$\sim F_{\max} = n \Phi_{\max}$$

oder

$$n = \sim \cdot \frac{F_{\max}}{\Phi_{\max}}$$

oder

$$\frac{F_{\max}}{\Phi_{\max}} = \frac{n}{\sim}. \tag{5a}$$

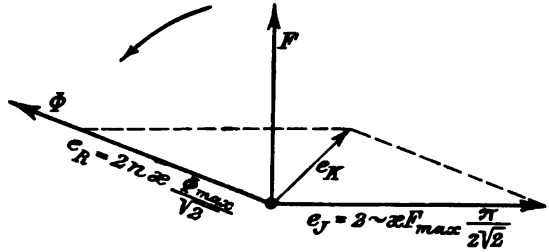


Fig. 174.

Das heißt, daß es für jeden Wert von n ein bestimmtes Feld $\Phi_{\max}$ gibt, für das die Kurzschluß-EMK. verschwindet. Der Motor läuft dann so, als ob keine kurzgeschlossenen Windungen vorhanden wären. Vergleicht man aber die Gl. (4) mit (5) und (4a) mit (5a), so sieht man, daß die Bedingungen für die Kompensation der Induktanz der Erregerwicklung und die der Aufhebung der Kurzschluß-EMK. dieselben sind.

Mit anderen Worten. Die Entstehung eines Feldes Φ quer zum Magnetfeld F, das der Geschwindigkeit verkehrt proportional und F direkt proportional ist, ergibt die sukzessive Aufhebung der Kurzschluß-EMK. und bei Erregung von F durch die rotierende Wicklung die sukzessive Aufhebung der Induktanz dieser Erregerwickelung.

Für Synchronismus $n = \sim$ muß $F_{\max} = \Phi_{\max}$ sein und da sie der Phase nach senkrecht aufeinander angenommen sind, bedeutet dies,

daß das ideale Verhalten im Synochronismus bei Vorhandensein eines Drehfeldes gegeben ist.

Je genauer diese Bedingung erfüllt ist und je genauer die Felder F und Φ der Phase nach aufeinander senkrecht stehen, desto genauer ist die Kompensation des Erregerkreises und der Kurzschlußenergie erreicht.

Bedenkt man aber, daß die Kurzschlußenergie mit dem Quadrate der Kurzschlußspannung steigt, so sieht man, daß schon eine einigermaßen angenäherte Erfüllung obiger Bedingung dem Motor ein völlig verändertes Verhalten gibt. In der Veränderung von $\frac{F_{max}}{\Phi_{max}}$ liegt die Möglichkeit, einen funkenfreien Lauf des Kollektormotors in weiten Grenzen zu erreichen.

9. Mehr als bei einer Gleichstrom-Kollektormaschine hängt bei einer Wechselstrom-Kollektormaschine das maximal mögliche Drehmoment von dem Verhalten des Kommutators ab. Man hat bisher das Drehmoment, das auch bei diesen Motoren ungefähr mit dem Quadrate der Spannung wächst, allein dadurch geregelt, daß man die Spannung am Motor veränderte. Bei den Serien- und Repulsionsmotoren wächst damit gleichzeitig die Kurzschlußenergie.

Die Drehmomentsgleichung in veränderter Form ist

$$D = C \cdot (NJ) \cdot F. \tag{6}$$

Dabei ist $(NJ) = N_{,} J_{,}$, wenn F am Läufer erregt wird, und es ist $(NJ) = N_{,,} J_{,,,}$, wenn F am Ständer erregt wird.

C ist eine durch die elektrischen und magnetischen Verhältnisse des Motors gegebene Konstante.

Von den zwei Faktoren dieser Gl. (6), die ich als Kommutierungsgleichung bezeichnen möchte, ist (NJ) ein Maß für den zu kommutierenden Strom, indem ein (NJ) proportionales Stromvolumen unter den Bürsten BB kommutiert werden muß. Die Kommutierung kommt erst mit zunehmender Geschwindigkeit in Betracht, weil die sog. Reaktanzspannung proportional mit der Tourenzahl ist. Ganz anders steht es mit dem zweiten Faktor F. Die Kurzschlußverluste sind im Anlaufsmoment gegeben durch die Größe $a F^2$, wobei a eine Konstante ist, die von der kurzgeschlossenen Windungszahl und dem Widerstand (der Windungen und der Bürste) abhängt. Spä-

ter bei zunehmender Geschwindigkeit wird die Kurzschlußenergie immer geringer [siehe Gl. (5)], sofern ein Querfeld vorhanden ist. Für den Anlauf wird man daher gut tun, den Faktor F auf Kosten des Faktors (NJ) in gegebenen Grenzen zu halten. Wird dann mit zunehmender Geschwindigkeit die Kurzschlußenergie kleiner, so wird man F wachsen lassen, (NJ) wieder herabsetzen. Um also den Kollektor in der richtigen Weise auszunutzen, haben Winter und ich den in der Fig. 182 gegebenen Weg eingeschlagen. Der Erregerkreis kann unabhängig von der Primärspannung geregelt werden, und zwar z. B. dadurch, daß der Wicklungskreis I mit dem Erregerkreis durch einen Serientransformator mit regelbarem Übersetzungsverhältnis verkettet ist.

$$F \text{ ist proportional } i,$$

$$(NJ) \text{ ist proportional } J_1,$$

$$\frac{J_1}{i} = \frac{1}{\ddot{u}},$$

wenn $\ddot{u}$ das Verhältnis der primären Windungszahl (im Kreise I) zur sekundären (im Kreise II) vorstellt. Durch die Änderung des Übersetzungsverhältnisses hat man es in der Hand, das Verhältnis von F zu (NJ) zu regeln.

Hierdurch kann man für jede Geschwindigkeit die möglichst günstigen Bedingungen für die Kommutierung erreichen.

Durch die Änderung des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u}$ kann man dem ganzen System eine in weiten Grenzen veränderliche Impedanz verleihen. Bei kleiner sekundärer Windungszahl ist die Impedanz am größten, bei größter primärer Windungszahl ist die Impedanz am geringsten. Dies gibt die Möglichkeit, den Motor bis zum Kurzschlußstrom auszunutzen, ohne den Kommutator zu überlasten, wenigstens nicht mit Kurzschlußenergie.

II. Der Serien- und Repulsionsmotor.

Bevor ich dazu übergehe die in Fig. 182 gegebene Motor- und Regelungsanordnung näher zu beleuchten, möchte ich kurz die zwei bekannten Kategorien von Kollektormotoren, den Serien-

und Repulsionsmotor, betrachten; insbesondere möchte ich untersuchen, wie weit sie den Bedingungen eines guten Kollektormotors nachkommen. Meine Ansicht stützt sich dabei auch auf experimentelle Ergebnisse. Denn die im folgenden gegebenen Charakteristiken für den Serienmotor, den Repulsionsmotor und den Motor nach Anordnung Fig. 182 sind sämtlich an ein und derselben Maschine durchgeführt, die nach meinem Entwurf (Sommer 1902) von der Union Elektrizitäts-Gesellschaft ausgeführt wurde. Es ist auch ein unbedingtes Verdienst dieser Gesellschaft, die eingehenden Versuche, die allein den relativen Wert der einzelnen Anordnungen zeigen konnten, ermöglicht zu haben.

a) Der Serienmotor. Der Serienmotor mit nicht kompensiertem Ankerfeld hat neben dem Magnetfeld F auch das die sogenannte Ankerrückwirkung vorstellende Feld zu erregen. Dieses Feld erzeugt nur schädliche Selbstinduktion. Durch die Form-

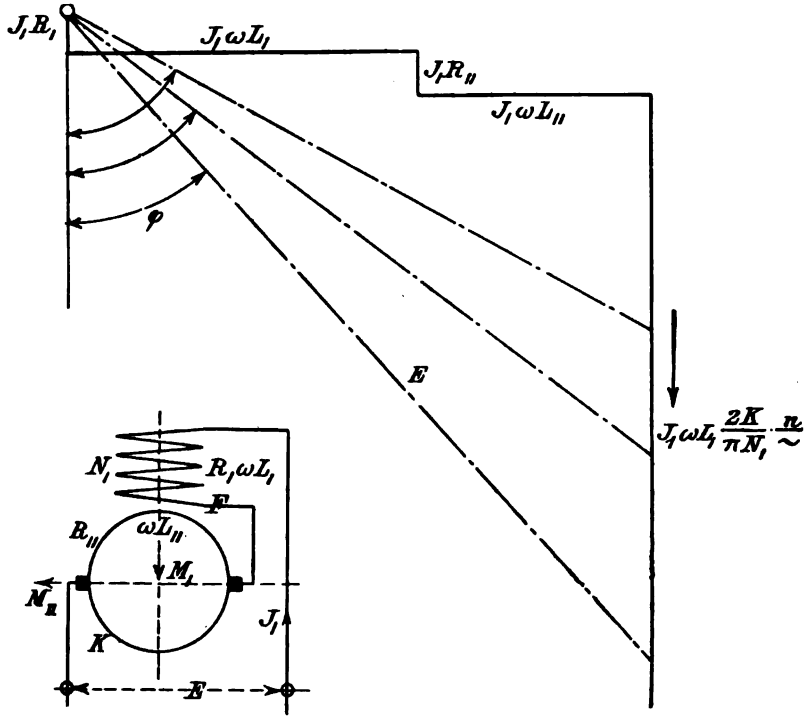


Fig. 175.

gebung der Pole kann die Ankerrückwirkung verringert werden. Bei Verwendung einer Kompensation der Ankeramperewindungen (eventuell auch einer Überkompensation nach Déri) kann die Rückwirkung aufgehoben werden. Dasselbe kann auch erreicht werden durch eine Kompensation mittels Kurzschlußwicklung am Stator (siehe Fig. 176). Dies scheint Lamme anzuwenden. Eine solche Wicklung war auch bei einem vor ca. 6 Jahren von Déri ausgeführten Einphasen-Serienmotor, der als solcher anlief und als Induktionsmotor weiterlief, angewendet. Es tritt aber dann die

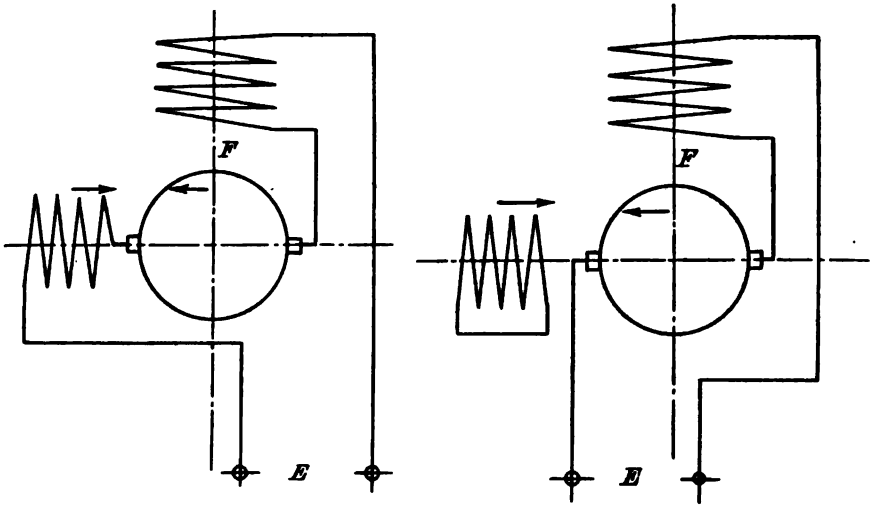


Fig. 176.

Summe der Nuten- und Stirnstreuung der Anker- und Kompensationswicklung in die Rechnung. Fig. 175 zeigt das Diagramm für den nicht kompensierten Serienmotor. Das Diagramm für den durch Gegenschaltung oder Kurzschlußwicklung am Ständer kompensierten Serienmotor unterscheidet sich nur dadurch, daß $J\omega L_{,,}$ und $JR_{,,}$ die Summe der induktiven bzw. Ohmschen Abfälle im Anker- und Kompensationskreis vorstellen. $JR_{,,}$ wird dann im allgemeinen etwas größer, $J\omega L_{,,}$ kleiner werden.

Das Magnetfeld im Serienmotor ist gegeben durch die Beziehung

$$F = \frac{4\pi}{10}\frac{JN_{,}}{M}; \qquad F_{max} = \frac{4\pi}{10}\frac{J_{max}N_{,}}{M},$$

worin M den magnetischen Widerstand in der Richtung des Feldes F vorstellt.

ωL_f ist nichts anderes als die Induktanz der Feldwicklung

$$\omega L_f = 2\pi \infty \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{N_f^2}{M}.$$

Die Gegen-EMK. ist aber nach Gl. (1) gegeben durch

$$E_R = 2nK \frac{F_{max}}{\sqrt{2}};$$

wenn wir den Wert für F_{max} einführen und den Ausdruck für ωL_f berücksichtigen, so erhalten wir für die Gegen-EMK. den Ausdruck

$$E_R = J \omega L_f \cdot \frac{1}{\pi} \frac{K}{N_f} \cdot \frac{n}{\infty}. \tag{7}$$

Diese Gl. (7) ist die charakteristische Gleichung für den Serienmotor. Sie besagt, daß für $\frac{1}{\pi} \frac{K}{N_f} = 1$, d. h. für den Fall der gleichen wirksamen Windungszahl (oder gleicher Induktanz beim nicht kompensierten Motor) des Ankers und des Feldes für $n = \infty$, also für den Synchronismus die Phasenverschiebung günstigenfalls den Wert $\frac{1}{\sqrt{2}}$ erhalten kann. Bei doppeltem Synchronismus würde das $\cos\varphi$ den günstigsten Wert $\frac{2}{\sqrt{5}} = 0{,}89$ haben. Dieser Wert könnte aber ebensowenig erreicht werden wie der $\cos\varphi = 0{,}7$ für den Synchronismus, denn sie setzen voraus, daß die Ankerstreuung ihrer Größe nach dem Ohmschen Widerstand entspricht. Im Interesse des Konstrukteurs wäre es daher, das K, d. h. die Ankerwindungszahl zu vergrößern. Das ergäbe eine Zunahme der Größe

$$\omega L_{ff} = 2\pi \infty \cdot \frac{4\pi}{10} \frac{\left(\frac{K}{2\pi} 2\right)^2}{M_{ff}}.$$

worin M_{ff} den magnetischen Widerstand für das Ankerquerfeld vorstellt. Diese Vergrößerung würde den $\cos\varphi$ wieder verschlechtern. Es ist aber klar, daß die Kompensation des Ankerquerfeldes hier sehr viel zu helfen vermag. Man kann dann K im Verhältnis

zu N_1 ziemlich groß wählen und dadurch den $\cos\varphi$ günstig beeinflussen, ohne $J\,\omega\,L_{\prime\prime}$, das jetzt die äquivalente Selbstinduktion (Nuten- und Stirnstreuungs-EMK.) der Anker- und Kompensationswicklung vorstellt, sonderlich groß zu gestalten. Die Aufnahmen in dem Kurvenblatt Fig. 177 stellen die charakteristischen Kurven eines kompensierten Serienmotors dar.

Bei einem solchen Serienmotor fehlt aber das charakteristische Querfeld Φ. Die Kurzschluß-EMK. kann nicht kompensiert werden. Sie nimmt natürlich mit abnehmendem Strom (also auch abnehmendem F) quadratisch ab. Aber wenn man Kollektormotoren voll ausnützen will, so muß man für jede Geschwindigkeit das volle Magnetfeld einstellen können, und hierfür ist der Serienmotor wegen der fehlenden Funkenkompensation weit weniger geeignet als Motoren, die ein Querfeld Φ besitzen. Die Kompensation der Induktanz der Feldwicklung ist deshalb unmöglich, weil die Erregung durch den Ständer erfolgt und das Querfeld Φ fehlt.

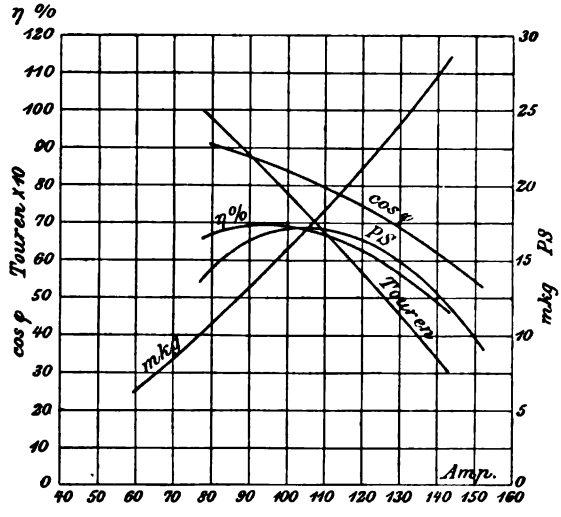


Fig. 177.

Für die praktische Anwendung hat der Serienmotor auch noch den sehr wesentlichen Nachteil, daß er nur für niedrige Spannung gebaut werden kann (100 bis 200 Volt, der letztere Wert für sehr große Motoren). Außer der Feldwicklung ist für rationell gebaute Motoren eine Kompensationswicklung absolut notwendig. Will man guten $\cos\varphi$ erhalten, ohne den Motor höher als etwa 1,5- bis 1,8fachen Synchronismus laufen zu lassen, so wird die Kompensations- und Ankerwicklung je das 2- bis 3fache Feldkupfer enthalten.

b) Der Repulsionsmotor. Die Vorgänge im Repulsionsmotor kann man am einfachsten in folgender Weise überblicken (siehe Fig. 178).

Es bezeichnen R_1 und ωl_1 den Ohmschen bzw. induktiven (der Streuung entsprechenden) Widerstand der Ständerwicklung. R_{11} und ωl_{11} sind die gleichen Konstanten für den Rotor. α ist der Winkel der Bürstenachse mit der Feldachse. K ist wieder die Leiterzahl (in Serie) des Rotors.

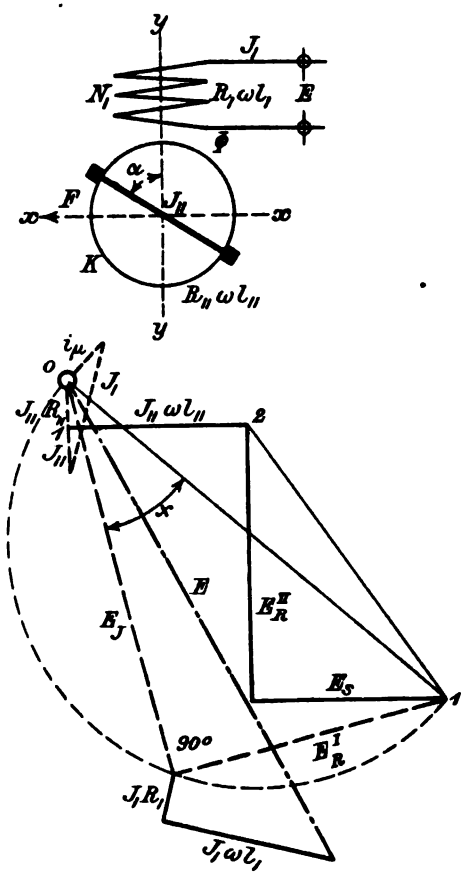


Fig. 178.

Das Feld Φ oder dessen Maximum Φ_{max} entspricht einer InnenEMK. E_J der Ständerwicklung (die gleich der angelegten Gesamt-EMK. E weniger dem Ohmschen und induktiven Abfall ist). Demnach ist:

(8a)

$$E_J = 2 \sim K \cdot \cos\alpha \cdot \frac{\Phi_{max}}{\sqrt{2}}.$$

In der Armatur fließe ein Strom J_{11} infolge der Wirkung der ruhend und durch Rotation im Rotor induzierten EMKe. Alle diese EMKe. haben die volle Periodizität $\sim$ [siehe Gl. (1) und (2)]. Die Amperewindungen der Armatur sind in zwei Komponenten zerlegbar. Erstens in diejenige Komponente, deren Wirkung in die Achse der Ständerwicklung fällt und die durch den Ausdruck

$$\frac{2}{\pi}\frac{K}{2} \cdot J_{11} \cos\alpha$$

gegeben ist. Diese werden durch die primär in der Ständerwicklung auftretenden Amperewindungen $J, N,$ kompensiert.

Die andere Komponente ist gegeben durch den Ausdruck:

$$\frac{2}{\pi}\frac{K}{2} \cdot J_{,,} \sin\alpha$$

und erzeugt in der Querrichtung $x\,x$ zum Felde Φ einen Kraftfluß F, der gleich ist

$$F_{\max} = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{\frac{2}{\pi}\frac{K}{2} J_{,,\max} \sin\alpha}{M_{F\alpha}}. \tag{8e}$$

$M_{F\alpha}$ ist der magnetische Widerstand in der Querrichtung $x\,x$ für die Bürstenstellung α. Diesem Wechselfelde entspricht eine Induktanz der Armatur; die entsprechende EMK. ist

$$E_s = 2 \cdot \sim K \sin\alpha \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}}. \tag{8b}$$

Der Repulsionsmotor erzeugt vermittels der Armatur das eigentliche Magnetfeld F. Wir haben nun zwei Felder Φ und F. Durch die schiefe Stellung der Bürsten wird mit zunehmender Umlaufsgeschwindigkeit eine doppelte EMK. der Rotation (E_R^I und E_R^{II}) erzeugt.

E_R^I sei die durch Rotation im Felde Φ erzeugte EMK.

$$E_R^I = 2\,n\,K \sin\alpha \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}}. \tag{8c}$$

E_R^{II} sei die durch Rotation im Felde F erzeugte EMK.

$$E_R^{II} = 2\,n\,K \cos\alpha \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}}. \tag{8d}$$

Es ist nun E_R^I in Phase mit Φ; E_J in der Armatur eilt Φ um 90° nach.

Es ist weiter E_R^{II} in Phase J''; E_s eilt $J_{,,}$ um 90° nach.

Nehmen wir nun irgendeinen Strom $J_{,,}$ in der Armatur an. Siehe Diagramm Fig. 178. An $J_{,,}$ $R_{,,}$ reiht sich $J_{,,}\,\omega_{,,}\,l_{,,}$ (der induktive Abfall, der der Nuten- und Stirnstreuung entspricht).

Hieran E_R^{II}, das in Phase mit $J_{,,}$ und durch (8 d) und (8 e) gegeben ist.

$$E_R^{II} = 2\,n\,K\cos\alpha \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}\,\frac{4\pi}{10}\cdot\frac{2}{\pi}\,\frac{K}{2}\,\frac{J_{,,\max}\cdot\sin\alpha}{M_{F\alpha}},$$

(8e)
$$E_R^{II} = 2\,\pi\,n\,J_{,,\text{eff}}\,\frac{4\pi}{10}\,\frac{\left(\frac{K}{\pi}\right)^2}{M_{F\alpha}}\cdot\sin\alpha\cos\alpha\,.$$

Dieses E_R^{II} ist in Phase mit $J_{,,}$ und proportional der Tourenzahl n.

Senkrecht an E_R^{II} reiht sich E_s, das gegen $J_{,,}$ 90° Phasenverschiebung hat. Die resultierende EMK. in der Kurzschlußwicklung ist 0 1, und diese hält das Gleichgewicht der EMK. der ruhenden Induktion von Φ und der Induktion der Bewegung in Φ. Diese beiden elektromotorischen Kräfte E_J und E_R^I stehen aber aufeinander senkrecht. Wir haben nun über 0 1 einen Kreis zu beschreiben und über 0 1 als Diameter baut sich E_J und E_R^I auf. Der Winkel x (siehe Fig. 178) ist bestimmt durch die Gleichung

(8f)
$$\operatorname{tg} x = \frac{E_R^I}{E_J} = \operatorname{tg}\alpha\cdot\frac{n}{\infty}\,.$$

Diese Beziehungen (8 a bis f) enthalten alle charakteristischen Beziehungen des Repulsionsmotors.

Fügt man noch zu $E_J : J,\ R,$ und $J,\ \omega\,l,$, wobei sich $J,$ aus dem Stomdreieck $J_{,,}\ i_\mu$ (E_J entsprechend) und $J,$ ergibt, so erhält man das Diagramm des allgemeinen Repulsionsmotors. Es würde hier zu weit führen, alle Konsequenzen dieser Gleichungen abzuleiten. Nur das, was auf den Gegenstand dieses Vortrages besonderen Bezug hat, will ich hervorheben.

Der Repulsionsmotor erzeugt das Magnetfeld durch die Armatur. Er besitzt ein Querfeld und hat daher sowohl Funkenkompensation als die charakteristische wattlose Gegen-EMK. Das Drehmoment entspricht dem Produkte aus F und $N,\ J,$ und hängt von der Phasenverschiebung beider ab. Diese wird um so kleiner, je geringer der Magnetisierungsstrom, der Φ erzeugt, ist.

Der Ohmsche Widerstand der Armatur muß so klein als möglich gehalten werden, um für den Anlauf und Lauf die möglichst

günstigen Resultate zu erzielen. Ist er klein genug, dann kann er vernachlässigt werden, ohne das Resultat zu stören. Die größte sekundäre Stromaufnahme im Stillstand tritt ein für einen Winkel α, der von 45° verschieden ist und aus den vorhergehend angegebenen Beziehungen gefunden werden kann.

Für jeden Winkel α ist das Querfeld F in seinem Verhältnis zur primären Amperewindungszahl $N, J,$ gegeben. Es gibt daher bei gegebener Primärspannung nur eine Charakteristik. Das Verhältnis von F zum Felde Φ ändert sich — bei gegebenem α — mit dem Strom. Nur für einen bestimmten Strom herrscht die Bedingung (5) für ideale Kompensation.

Die Kurzschlußenergie an den Kohlen wird aber immerhin mit zunehmender Geschwindigkeit verringert, und hierin liegt ein wesentlicher Vorteil des Repulsionsmotors gegenüber dem Serienmotor.

Aus der Beziehung

$$\operatorname{tg} x = \operatorname{tg} \alpha \cdot \frac{n}{\sim}$$

ergäbe sich für vernachlässigbare Ohmsche Widerstände und Streu-EMKe. im Ständer und Läufer, sowie unter Vernachlässigung des Magnetisierungsstromes $\cos\varphi = 1$ für $n = \sim$. In Wirklichkeit wird dieses günstige Ergebnis nicht erreicht, weil die eben gemachten Voraussetzungen nicht zutreffen. Der Repulsionsmotor hat im Synchronismus aber immerhin einen Leistungsfaktor ähnlich wie ein Drehstrommotor gleicher Polteilung, Nuttiefe und gleichen Luftspaltes (siehe die Kurven Fig. 179, die für den Winkel von 70° gegen die Wicklungsachse, d. i. die Stellung größten Anzugsmomentes für diesen Motor, aufgenommen sind). Dabei hat der Repulsionsmotor nur eine Ständerwicklung und die primäre und sekundäre Spannung sind voneinander unabhängig. Von großem Nachteil ist aber der Umstand, daß der Repulsionsmotor nur durch Bürstenverdrehung (bzw. Anordnung eines zweiten Bürstenpaares) reversiert werden kann. Man kann dies allerdings umgehen durch Anordnung zweier Ständerwicklungen. Dies gibt aber eine bedeutende Komplikation. Man schaltet dann je nach der Drehrichtung die eine oder die andere ein (Fig. 180). Wollte

man aber einen Teil des Wicklungskupfers sparen, indem man die Ständerwicklung aus zwei Teilen *I* und *II* zusammensetzt (siehe Fig. 181), so würde der Motor sofort den Charakter des Repulsionsmotors verlieren[1]).

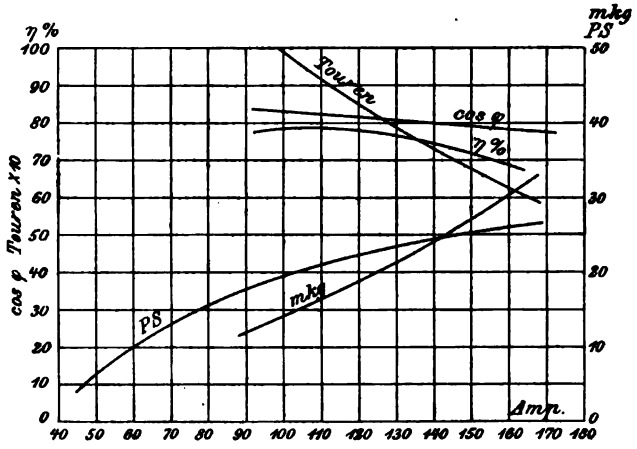


Fig. 179.

Das Feld *F* würde nur noch von der Ständerwicklung erregt werden. Die wattlose Gegen-EMK. verschwindet, und damit wird

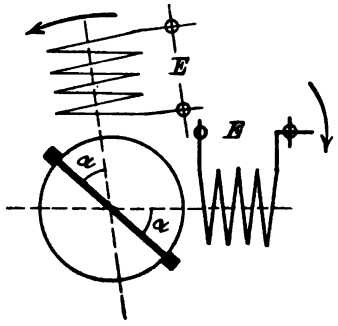


Fig. 180.

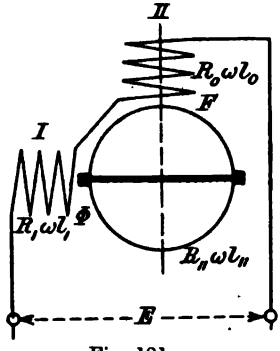


Fig. 181.

der cosφ um beträchtliches schlechter bei sonst gleichen Abmessungen des Motors.

[1]) Diese Teilung der Statorwicklung des Repulsionsmotors in zwei unmittelbar in Serie geschaltete Wicklungen ist mir durch Herrn Déri bekannt.

III. Anordnung nach Winter und dem Verfasser.

Die derzeit von der Union Elektrizitäts-Gesellschaft vorwiegend ausgeführte *WE*-Anordnung ist durch die Fig. 182 dargestellt. In dieser Schaltung sind die Motoren vorwiegend für Bahnen zu verwenden. Aber auch überall da, wo die Charakteristik des Serienmotors willkommen ist.

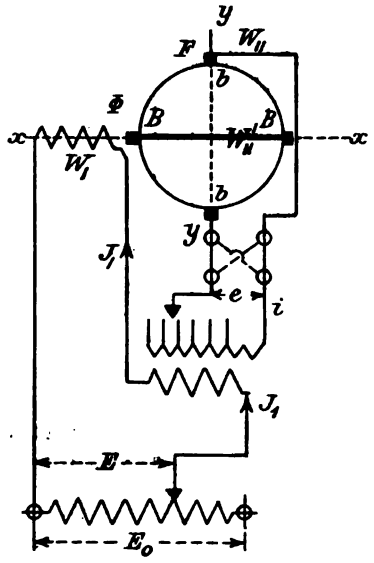


Fig. 182.

In Fig. 182 ist sowohl die Erregerspannung e als auch die Gesamtspannung E geregelt. Bei Hochspannungsmotoren, wo die Regelung der Gesamtspannung unangenehm ist, wird man z. B. nur e regeln können. Der Motor hat eine einphasige Ständerwicklung und einen Läufer, der genau einer Gleichstromarmatur gleichkommt. Die Läuferwicklung ist doppelt benutzt. In einer Achse ist sie kurzgeschlossen, so daß sie gewissermaßen eine Kurzschlußwicklung W''_{II} für die Ständerwicklung W_I bildet. In Punkten (Bürsten $b\,b$), die äquipotentiell zu den kurzgeschlossenen Bürsten BB liegen, werden die Erregerströme zugeführt. Man könnte natürlich ebensogut zwei getrennte Kommutatorwicklungen vorsehen. Bei einer 2poligen Anordnung muß man vier Bürsten verwenden. Bei $2p$-poligen Serienwicklungen oder Parallelwicklungen mit Mordey-Verbindungen sind ebenfalls vier Bürsten im ganzen erforderlich; ganz allgemein sind $2p$ Kurzschluß- und $2p$ Erregerbürsten möglich. Der Erregerstrom i selbst wird von einem regelbaren Serientransformator (oder Potentialregulator) geliefert. Er ist daher stets in Phase mit dem Primärstrom J_1. Im Anlauf ist W, W''_{II} im wesentlichen ein kurzgeschlossener Transformator, der eine relativ kleine Impedanz vorstellt. Mit zunehmender Geschwindigkeit wird in W''_{II} (bzw. zwischen den Bürsten BB) eine EMK. erzeugt, die

in Phase mit i oder auch $J_,$ ist. Die Wicklungen $W, W_,$ bilden demnach zusammen einen mit zunehmender Geschwindigkeit ohmisch belasteten Transformator. In dem Maße als diese Belastung mit der Geschwindigkeit zunimmt, wächst das Feld Φ.

Der Sekundärkreis des Serientransformators und damit auch dieser als Ganzes bildet im ersten Moment eine relativ hohe Impedanz. Der Wert derselben hängt übrigens vom Übersetzungsverhältnis ab. Je weniger Sekundärwindungen am Erregerkreis $b\,b$ oder W'' liegen, desto höher ist der Wert der Impedanz des Serientransformators. Im Anlaufmoment wird daher ein sehr bedeutender Teil der Gesamtspannung auf den Transformator entfallen. Mit zunehmender Geschwindigkeit wird zwischen den Bürsten $b\,b$ eine EMK. entstehen, die in Phase mit Φ ist. Diese wird nach den einleitenden Bemerkungen die Selbstinduktion im Erregerkreis vernichten und bei genügend hoher Geschwindigkeit wird der Sekundärkreis des Transformators nur eine sehr kleine Spannung besitzen, die dem Ohmschen Abfall in der Wicklung und der Nutstreuung entspricht. Die Spannung am Serientransformator wird mit zunehmender Geschwindigkeit immer kleiner. Die Spannung E teilt sich also im Anlauf so auf, daß $W,$ nur wenig Spannung erhält; mit zunehmender Geschwindigkeit wird die Spannung an $W,$ immer größer und erreicht sehr bald den nahezu vollen Wert E.

Die gesamten Vorgänge lassen sich wieder in einem Linienzug wiedergeben. Es sei $J_,,$ der Strom im Kurzschlußkreis $W_,,$ der Armatur $J,$ im Primärkreis, i der Strom im Erregerkreis. Damit ist $i = \ddot{u}\,J_,,$ wenn $\ddot{u}$ das Verhältnis der primären zur sekundären Windungszahl des Transformators ist.

$$F = \frac{4\pi}{10}\,\frac{\frac{K}{\pi}\cdot i}{M_y} = \frac{4\pi}{10}\cdot\frac{\frac{K}{\pi}\ddot{u}\cdot J,}{M_y} = C J, \ddot{u}\,.$$

M_y ist der magnetische Widerstand in der Richtung $y\,y$.

$R_,,$ ist der Widerstand der Armatur zwischen den Bürsten $B\,B$ oder $b\,b$.

$\omega\,l_,,$ ist die Induktanz, die der Nuten- und Stirnstreuung entspricht; $R_,, \omega\,l,$ sind die analogen Werte für die Ständerwicklung;

R_s, ωl_s für den Serientransformator (als Ganzes). Das Diagramm baut sich folgendermaßen auf (siehe Fig. 183): Für einen gegebenen Strom $J_{,,}$ ist 0 1 die Summe aus dem Ohmschen und Streuungsabfall in der Armatur. 12 ist der Gegen-EMK., die zwischen den Bürsten BB auftritt und in Phase mit i bzw. $J_,$ ist. Diese Gegen-EMK. ist nach Gl. (1)

$$2 n K \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}}.$$

0 2 entspricht nun exakt dem Felde Φ in der $x\,x$-Richtung

$$0\,2 = 2 \sim K \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}},$$

$\Phi_{\max}$ entspricht ein bestimmter Magnetisierungsstrom i_μ. Aus diesem und $J_{,,}$ ergibt sich $J_,$ aus dem Stromdreieck. Dieses $J_,$ muß parallel 1 2 liegen. Diese Rückbestimmung ist nur aus einem Diagramm möglich nach Art des Kreisdiagramms, das sich aus obigem Linienzug entwickeln ließe. 0 2 ist gewissermaßen die Innenspannung der Ständerwicklung; daran reiht sich der Ohmsche und induktive Abfall in der Ständerwicklung, und man erhält 0 3 = Spannung an $W_,$. Hinzu kommt nun die Spannung des Serientransformators. 3 4 ist der äquivalente Ohmsche und Streuungsabfall des Transformators. 4 5 ist die Impedanz der Erregerwicklung, 5 6 ist die wattlose Gegen-EMK., die zwischen den Bürsten $b\,b$ durch Rotation der Armatur in Φ entsteht. Die der Induktanz von $W_{,,}$ entsprechende Spannung ist im wesentlichen gegeben durch:

$$2 \sim K \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}} \ddot{u},$$

sofern man sie auf den Primärkreis bezieht. Die wattlose Gegen-EMK. ist durch den Ausdruck:

$$2 n K \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}} \ddot{u}$$

gegeben.

3 6 stellt die Spannung am Serientransformator dar.

Man kann die Verhältnisse am Motor bedeutend besser übersehen, wenn man annimmt, daß der Magnetisierungsstrom des

Motors i_μ vernachlässigbar ist. Dann erhalten wir das vereinfachte Diagramm Fig. 184. Man sieht, daß in diesem Motor die Selbstinduktion des Feldes durch die wattlose Gegen-EMK. aufgehoben wird. Der Motor hat je nach dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ eine verschieden hohe Induktanz. Je größer diese ist, d. h. je größer $\ddot{u}$ ist, desto wirksamer tritt auch die Kompensation auf, die mit $n \cdot \ddot{u}$ proportional ist.

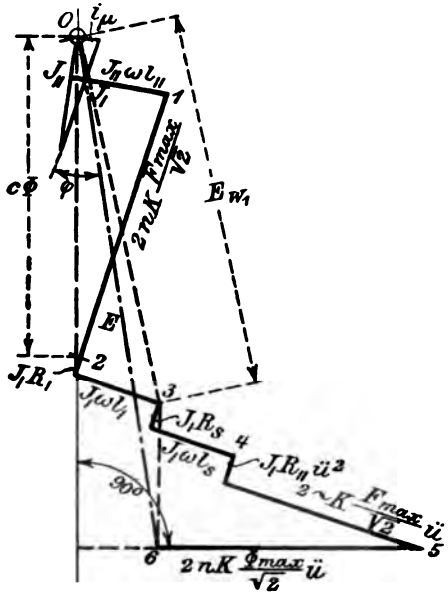


Fig. 183.

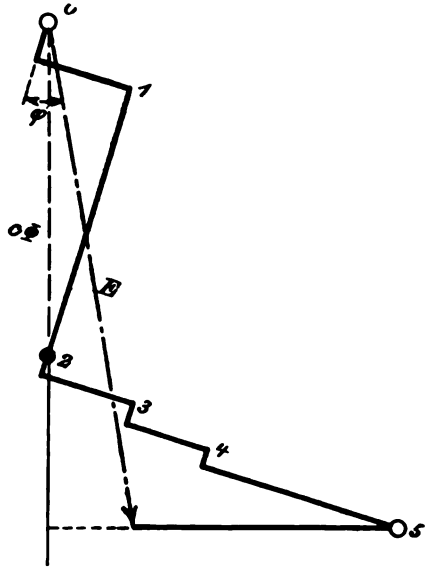


Fig. 184.

Das Vorhandensein des Querfeldes Φ ergibt die Möglichkeit einer Aufhebung der Kurzschluß-EMK. gleichzeitig mit der Aufhebung der Induktanz der Erregerwicklung. Durch die Wahl des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u}$ kann man $F : J$, damit aber auch $F : \Phi$ willkürlich beeinflussen. Die Kurven in Fig. 185 und 186 zeigen die Charakteristiken für den Versuchsmotor für zwei verschiedene Übersetzungsverhältnisse. Das Verhalten ist bedeutend günstiger als das des Serien- und Repulsionsmotors. Dabei hatte der Versuchsmotor einen einseitigen Luftspalt von 2 mm.

Praktisch kommen noch folgende Vorteile in Betracht. Ständer- und Läuferwicklung sind völlig unabhängig. Man kann daher

direkt mit Hochspannung arbeiten. Trotz der Verwendung bloß einer Ständerwicklung kann man den Motor reversieren. Dies sogar ohne den Ständerkreis zu öffnen. Unterbricht man den Erreger-

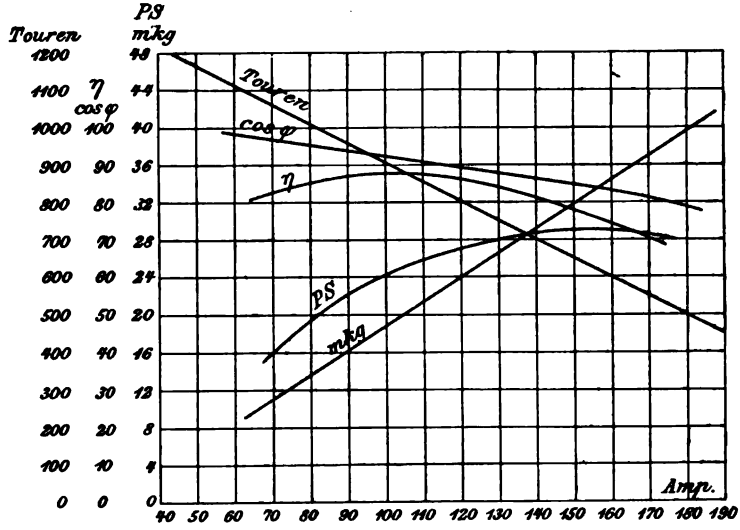


Fig. 185.

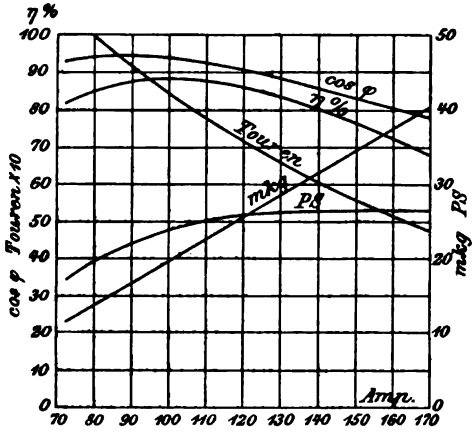


Fig. 186.

kreis, so steht das System still. Die Primärwicklung des Serientransformators wirkt als Drosselspule.

Der zunehmenden sekundären Windungszahl entspricht eine höhere Geschwindigkeit bei gleichem Drehmoment bzw. ein höheres Drehmoment bei gleicher Geschwindigkeit. Man kann daher anlassen, ohne die Primärspannung zu verändern, indem man die sekundäre Windungszahl erhöht. Nach dieser Anordnung ist Anlassen, Reversieren und Stillstehen möglich, ohne den Hochspannungskreis zu unterbrechen.

Fig. 187 zeigt die im Versuchsfeld aufgenommenen Kurven des Hochspannungsmotors. Type WEI., wie er von der Union Elektrizitäts-Gesellschaft gebaut wird. Die Geschwindigkeits- und Zugkraftkurven haben ganz den Charakter derjenigen

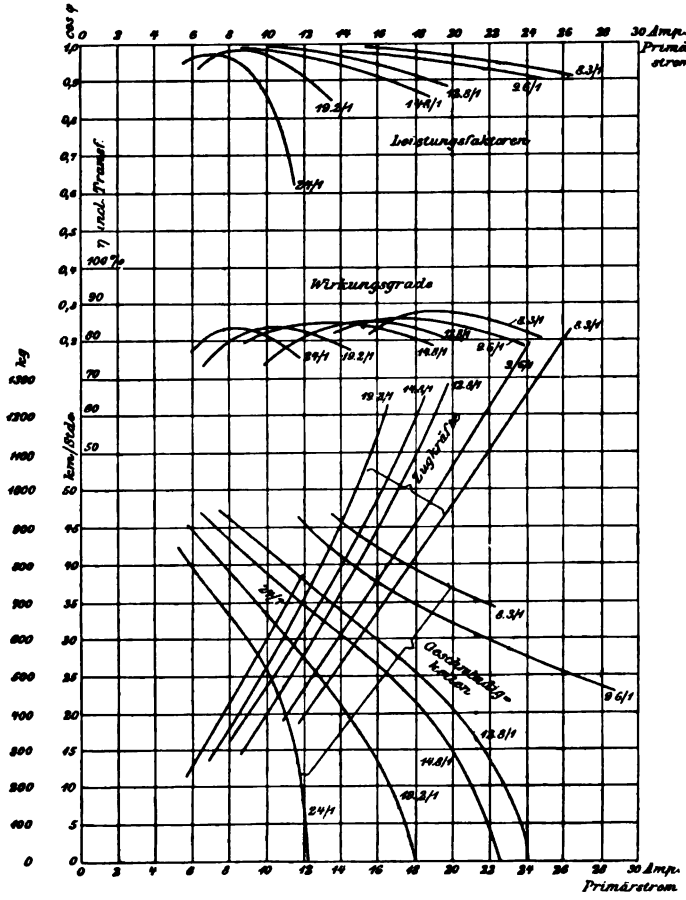


Fig. 187.

von Serienmotoren. Die $\cos\varphi$-Kurven zeigen ganz erstaunliche Werte, wenn man bedenkt, daß dieser Motor einseitig 3 mm Luft besitzt. Die Wirkungsgrade beziehen sich auf den Motor samt Regulier- (Serien-) Transformator. Der letztere nimmt je nach der Stromstärke 2—3% der Energie. Man kann ein und dieselbe Zug-

kraft bei verschiedenen Geschwindigkeiten erhalten. Diese η- und $\cos\varphi$-Kurven wandern gewissermaßen mit der Geschwindigkeitskurve, so daß man auf jeder Stufe rationell fahren kann.

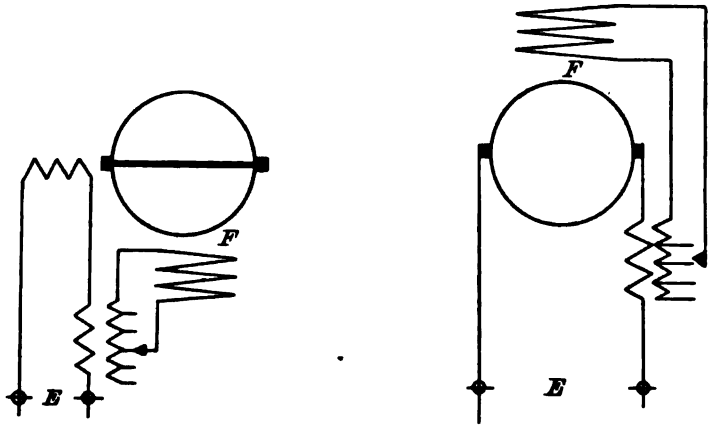


Fig. 188.

Ganz dieselben Eigenschaften zeigen auch die Motoren für 40 Perioden, die die Union Elektrizitäts-Gesellschaft nach unseren Anordnungen gebaut hat.

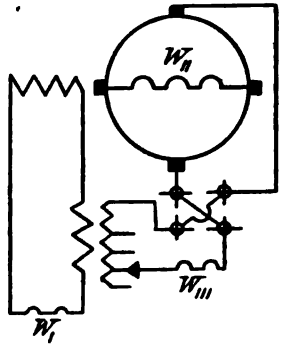


Fig. 189.

Nur nebenbei möchte ich erwähnen, daß sich das Regelungssystem mittels Serientransformator sehr einfach auf Serien- oder Repulsionsmotoren mit zweiteiliger Statorwicklung übertragen läßt (siehe Fig. 188). Jede Stufe entspricht dann einer Charakteristik. Das scheinbare Paradoxon, daß mit zunehmender Sekundärwindungszahl die Geschwindigkeit bei gleichem Drehmoment zunimmt, besteht wieder.

Zum Schluß möchte ich noch einige Anordnungen vorführen, die weiter zeigen, daß unser Motor weit vollkommenere Eigenschaften besitzt als jeder der bekannten Motoren an sich. Fig. 189 zeigt eine Reihe von Anordnungen für die Kurzschlußbremsung. In Fig. 189 sind Bremswiderstände sowohl

im Ständerkreis, als im Kurzschlußkreis, als im Erregerkreis enthalten. Natürlich ist es bloß notwendig, in einem der Kreise Widerstände hineinzulegen. Bei der letzterwähnten Anordnung fungiert der Serientransformator als Transformator für die Bremsleistung. Die Maschine erregt sich mit absoluter Sicherheit und erzeugt einen Wechselstrom, dessen Periodenzahl von der Tourenzahl und den magnetischen Verhältnissen abhängt. Mit abnehmender Tourenzahl nimmt die Periodenzahl ab. (Siehe Kurven Fig. 190, in welchen die Bremsstromstärke in Abhängigkeit von der Tourenzahl und dem Widerstand im Kurzschlußkreis angegeben sind.)

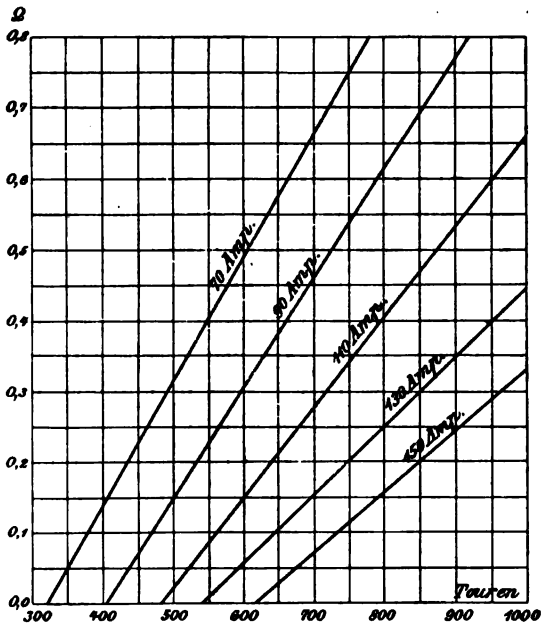


Fig. 190.

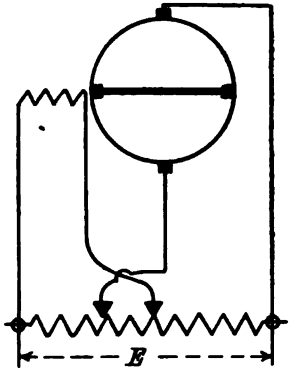


Fig. 191.

Man kann dem Motor eine Schaltung geben, nach welcher er mit voller Zugkraft anläuft und sich in einer gegebenen Tourenzahl hält. Fig. 183 und 184 zeigen leicht, daß die Spannung an der Erregung und am Ständer nahezu für alle Tourenzahlen die gleiche oder annähernd die gleiche Phase haben. Dies kommt daher, weil in beiden Kreisen mit zunehmender Geschwindigkeit elektromotorische Kräfte auftreten, die die Phasenverschiebung verringern. Man kann daher die Spannung am Ständer und Erregerkreis vom

gleichen Transformator abnehmen, und zwar muß man die Ständerspannung mit zunehmender Geschwindigkeit wachsen, die Erregerspannung abnehmen lassen. Im Synchronismus oder in dessen

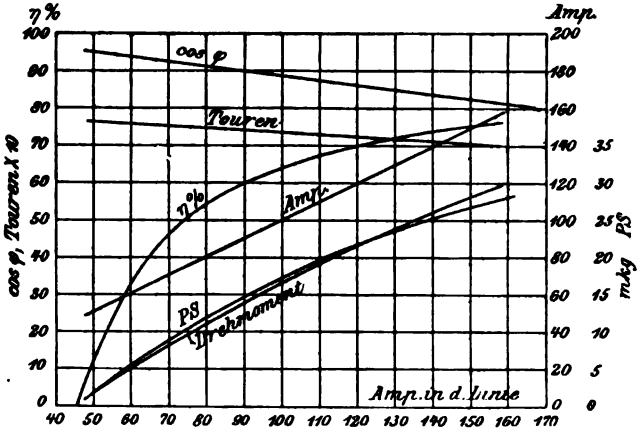


Fig. 192.

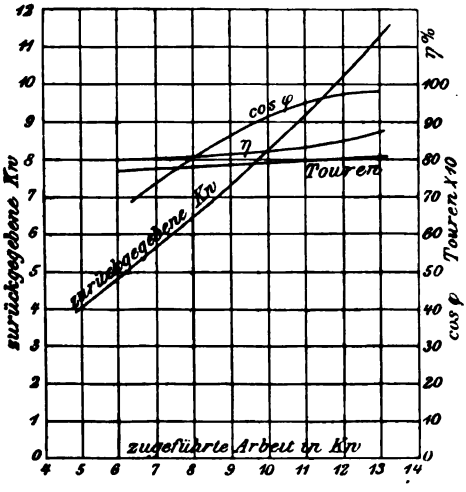


Fig. 193.

Nähe erregt man mit nur wenigen Volt.

Fig. 191 zeigt die Anordnung. Der Versuchsmotor, an dem auch die anderen Schaltungen versucht wurden, kann bis 80 mkg Anzugsdrehmoment auch in dieser Schaltung ausüben. Der Motor entspricht seinen Maßen nach einem 15-PS-Drehstrommotor. Die Fig. 192 zeigt die Arbeitsweise des Motors in der Nähe des Synchronismus. Fig. 193 zeigt Aufnahmen, die in dieser Schaltung vorgenommen wurden, indem die Maschine übersynchron getrieben wurde. Das entspricht genau einer Nutzbremsung.

In dieser Schaltung ist der Motor für Aufzüge und Werkzeugmaschinenantrieb vorzüglich geeignet.

Wenn ich nun kurz rekapitulieren soll, welches der Fortschritt ist, der in diesem neuen System liegt, so möchte ich sagen: Die Schaffung und unabhängige Regelung zweier quer zueinander angeordneter Felder im Motor gibt eine Aufhebung der Kurzschlußenergie unter den Bürsten und in weiten Grenzen der Phasenverschiebung des Motors. Sie ergibt weiter die Möglichkeit, die Charakteristik des Motors bei unveränderlicher Gesamt-(Netz-) Spannung zu verändern, oder mit anderen Worten, jedes Drehmoment bei jeder Tourenzahl einzustellen. Für Hochspannungsmotoren ergibt diese Anordnung den wichtigen Vorteil, den Motor stillsetzen, reversieren und anlassen zu können, ohne den Primärkreis des Motors zu öffnen. Die Motoren zeigen alle guten Eigenschaften der Gleichstrombahnmotoren, nicht zuletzt auch sehr gutes Verhalten der Kommutatoren und Bürsten, selbst bei forciertem Betrieb.

Über Wechselstrom-Kommutatormotoren.[1])

Ich wurde vor einiger Zeit von der Schriftleitung der Elektrotechn. Zeitschr. aufgefordert, eine Zusammenstellung dessen, was auf dem Gebiete des Einphasen-Kommutatormotors tatsächlich ausgeführt wird, zu geben. So gern ich dieser Aufforderung gefolgt wäre, mußte ich von der Veröffentlichung einer solchen Arbeit aus geschäftlichen Rücksichten Abstand nehmen. Inzwischen ist nun die Arbeit des Herrn Rudolf Richter über Wechselstrom-Reihenschlußmotoren der Siemens-Schuckert-Werke in dieser Zeitschrift[2]) erschienen. In dieser Arbeit ist vielfach auf die von Winter und mir erfundenen, sogenannten kompensierten Repulsionsmotoren (besser würden sie Reihenquerfeld- oder Reihenkurzschlußmotoren mit Ankererregung genannt werden) hingewiesen. Dadurch sehe ich mich veranlaßt, folgendes zu bemerken:

---

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1906, Heft 33.

[2]) Elektrotechn. Zeitschr. 1906, S. 537 u. 558.

A. Anlauf. 1. Richter geht von der Behauptung aus, daß beim Anlauf fast derselbe Effekt verbraucht wird wie im Betriebe, wobei die Verluste im Anlaßtransformator noch gar nicht berücksichtigt sind. Die Behauptung fußt auf Versuchsergebnissen an einem Motor der S. S. W.[1]) (28 PS, 1000 Umdr/Min., 50 Perioden, sechspolig).

In Fig. 194 wird eine Zusammenstellung der von Richter auf S. 135 der Elektrotechn. Zeitschr. 1906, Fig. 7, gegebenen Kilowatt-Drehmomentlinien mit der gleichen Linie für einen Motor der A. E. G.[1]) (15 PS, 700 Umdr/Min. normal, 1350 maximal, Lokomotivmotor, 50 Perioden, sechspolig) gezeigt. Dieser Motor gehört zu den sogenannten kompensierten Repulsionsmotoren und besitzt keine Widerstände im Anker. Die Drehmomente sind bei sehr geringer Umdrehungszahl bestimmt worden.

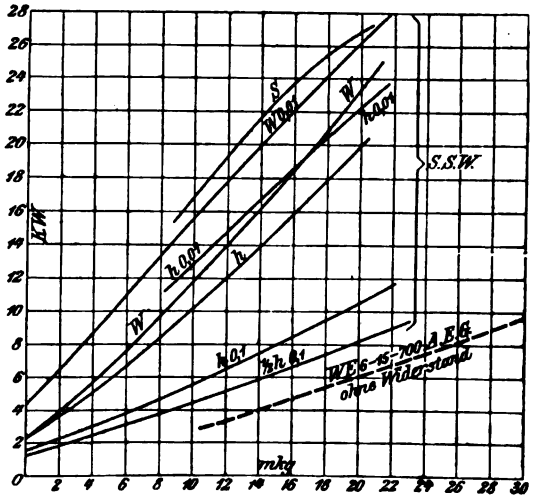


Fig. 194.

Wie aus Fig. 194 zu ersehen ist, ist die Kilowatt-Aufnahme für beispielsweise 20 mkg 4,5 mal so klein als beim Reihenschlußmotor der S. S. W. ohne Widerstände, 2,7 mal so klein als beim Motor mit „harten Bürsten" und mäßigen Widerständen (0,01) und 1,42 mal so klein als beim Motor mit harten Bürsten und großen Widerständen (0,1). — Der von Richter erwähnte Fall mit Bürsten halber Breite und hohen Widerstandsverbindungen $^1/_2$ h 0,1 kommt praktisch gar nicht in Frage, weil der Verlust, der beim Durchtritt der Arbeitsströme durch die Widerstandsverbindungen

[1]) Im folgenden sollen kurz mit A. E. G. die Allgemeine Elektrizitätsgesellschaft und mit S. S. W. die Siemens-Schuckert-Werke bezeichnet werden.

entstände, etwa 10% der Motorleistung betrüge. Die Stromdichte in den Bürsten betrüge 16 Amp/qcm[1]). — Daß bei dem Motor der A. E. G. die Rückwirkung der von den Bürsten kurzgeschlossenen Spulen tatsächlich sehr gering ist, zeigt das Diagramm (Fig. 195). Die wirksamen Amperewindungen (AW) sind praktisch genommen in Phase mit dem Strom im Ständer (J_1 phasengleich mit J_2). Der cos $(90 - \alpha)$ ist nach Fig. 195 gleich 0,96.

Man kann also Wechselstrom-Kommutatormotoren ohne Widerstandsverbindungen im Anker bauen, die im Anlauf nur einen Teil (je nach der Größe und Periodenzahl 20—40%) des Effektes benötigen, den sie im Lauf für das gleiche Drehmoment aufnehmen.

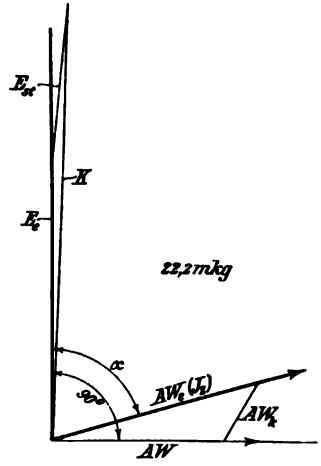


Fig. 195.

2. Maschinen mit Querfeld ohne Widerstandsverbindungen haben sich unter den schwierigsten Anlaufsbedingungen seit ein und zwei Jahren bewährt. Kommutator und Kohlen halten sich ganz vorzüglich. Ich bin daher in meiner Ansicht fest, daß man Widerstandsverbindungen im Anker vermeiden kann und soll.

Aber angenommen, die Verwendung der Widerstände sei zweckmäßig oder notwendig, dann ist sie bei jeder Art von Motoren

[1]) Die Unterscheidung Richters zwischen „harten" und „weichen" Bürsten ist nicht klar. Bei der A. E. G. wird seit Ende 1902 nach einem Vorschlag von Dr. Georg Stern die Leitfähigkeit in der tangentialen und in der radialen Richtung bestimmt. Gute Kohlen für Wechselstrommotoren müssen einen möglichst hohen spezifischen Tangentialwiderstand bei möglichst niedrigem Radialwiderstand besitzen. Hier einige Werte in Ohm für 1 m und 1 qmm:

	ϱ_t	ϱ_r
Plania C	100	52,2
„ N	121	65
Le Carbone SC	109	68,3
National Carbon	81,6	36,6

Die mechanische Beschaffenheit der Kohle („hart" oder „weich") bestimmt den Übergangswiderstand zwischen Kohle und Kommutator.

möglich. Bei Motoren mit Querfeld, als deren vollkommenster, weil einfachster Vertreter der kompensierte Repulsionsmotor zu betrachten ist, würden die Verluste, die die Kurzschluß-EMKe. in den Widerstandsverbindungen hervorrufen, in einem sehr großen Geschwindigkeitsbereich sehr klein beziehungsweise Null sein. Gegen die Verwendung von Widerständen spricht aber praktisch vor allem die Schwierigkeit, sie mechanisch gut anzuordnen und die Wärme, die in ihnen erzeugt wird (2—5% der Motorleistung), so abzuführen, daß die Wicklung darunter nicht leidet[1]).

Auch die Richtersche Zusatzwicklung (Fig. 3—8, Elektrotechn. Zeitschr. 1906, S. 538 u. 539) ist in Wirklichkeit ein Widerstand mit all seinen Fehlern. Soll sie wirksames Drehmoment ausüben, so muß sie in den Nuten dort Platz finden, wo sonst wirksames Ankerkupfer sitzt. Sie ist jedoch nur $\frac{1}{n}$ (praktisch $^1/_{20}$—$^1/_{30}$) der Zeit eingeschaltet und kann mit m-mal (vier- bis fünfmal) höherer Stromdichte beansprucht werden. Ihre Wertigkeit ist demnach:

$$\zeta = \frac{m}{n}\,\frac{1}{\gamma} = 0{,}156 \text{ bis } 0{,}295.$$

Darin hat γ die gleiche Bedeutung und Größe, die sie bei Richter hat.

Nimmt die Zusatzwicklung 20% des im ganzen zur Verfügung stehenden Wicklungsraumes ein, so ergibt sich das Verhältnis der

$$\frac{\text{Wertigkeit des Ankers mit Zusatzwicklung}}{\text{Wertigkeit des Ankers ohne Zusatzwicklung}} = \frac{1 - 0{,}2 + 0{,}2 \cdot \zeta}{1}$$

$$= \frac{0{,}83}{1} \text{ bis } \frac{0{,}86}{1}.$$

Das Richtersche

$$u = -0{,}17 \text{ bis } -0{,}14,$$

das heißt, die Leistungsfähigkeit und (nach Richter) der Wirkungsgrad werden durch die Zusatzwicklung ver-

[1]) Die Anordnungen der Fig. 1 und 2, S. 537 der Elektrotechn. Zeitschr. 1906, kommen für Bahn- und Kranmotoren praktisch nicht in Frage. Sie würden die wirksame Länge verringern und bei dem unvermeidlichen Kupfer- und Kohlenstaub zu Schlüssen untereinander und gegen Körper Veranlassung geben.

ringert. Auch wenn man die Maschine mit Zusatzwicklung mit einer Maschine mit gewöhnlichen Widerstandsdrähten vergleicht, fällt das Ergebnis nicht zugunsten der ersten Maschinenart aus. Denn eine Zusatzwicklung aus Kupfer hat vier- bis siebenmal mehr Windungen wie eine Widerstandsverbindung. Der Ausfüllungskoeffizient ist daher viel ungünstiger. Die Widerstandsverbindung wird daher nur etwa $^2/_3$ des Raumes einnehmen, den die Zusatzwicklung benötigt.

Zur Vergrößerung der Betriebssicherheit trägt eine doppelte Ankerwicklung bei der Schwierigkeit der gegenseitigen Isolation und des Einlegens gewiß nicht bei.

3. Richter will beweisen, daß die Zusatzspule die Stromwendespannung nur unmerklich erhöht. In den Formeln (5) bis (7) ist der Wert für e', das ist die Wendespannung der Zusatzspule, zu klein angegeben. Bei richtiger Ableitung ergibt sich:

$$\frac{e'}{e} = \frac{u^2 k^2 \gamma^2}{16 p^2} \cdot \frac{\beta + 1}{2 \beta^2}.$$

Unter den Annahmen, die Richter für β macht, müßte die Formel (7), S. 540 der Elektrotechn. Zeitschr. 1906, heißen:

$$\frac{e'}{e} = \frac{u^2 \gamma^2 k^2}{16 \cdot \beta \cdot p^2}.$$

Um an einem besonderen Fall zu zeigen, daß $\frac{e'}{e}$ klein sei, nimmt Richter eine Maschine, die ein besonders kleines γ ($= 0{,}62$; alle normalen Maschinen haben nach seinen eigenen Angaben $\gamma = 0{,}85$!) und ein $u = 0{,}1$ besitzt. Wenige Zeilen danach wird dagegen, um die Drehmomentswirkung günstig erscheinen zu lassen, $u = 0{,}16$ angenommen. Die Lamellenzahl der Maschine, an der Richter den Einfluß der Zusatzspulen auf die Stromwendespannung zeigen will, nimmt er möglichst klein an und erhält dann $\frac{e'}{e} = 0{,}088$; richtig wäre 0,176. Für eine gute Maschine jedoch würden etwa folgende Werte gelten:

$$u = 0{,}1, \quad k = 200, \quad \gamma = 0{,}85,$$

$$\beta = 1{,}8, \quad p = 3;$$

$$\frac{e'}{e} = \frac{0{,}1^2 \cdot 0{,}85^2 \cdot 200^2}{16 \cdot 9} \cdot \frac{1 + 1{,}8}{2 \cdot 1{,}8^2} = 0{,}87!$$

Das heißt, bei einer guten Maschine würde die Stromwendespannung der Zusatzspulen 87% der Stromwendespannung der Ankerspulen sein.

Und dabei tragen die „Zusatzwicklungen" zur Erzeugung einer EMK. zur Aufhebung der Kurzschlußspannung (EMK. der Ruhe) beim umlaufenden Anker nichts bei.

5. Im Gegensatz zu den Widerstandsverbindungen und Widerstandswicklungen (Zusatzwicklungen) ist der von Winter und dem Verfasser angegebene Erregertransformator ein die Maschine nicht verwickelndes Mittel, um beim Anlauf die Verluste unter den Arbeitsbürsten in gewollten Grenzen zu halten. Die Folgerungen, die Richter an die Stromaufnahme für ein gegebenes Drehmoment bei Verwendung eines Erregerumformers knüpft, sind unrichtig.

Die aufgenommenen Kilovoltampere sind in erster Annäherung gegeben durch die Summen aus Magnetisierungs-Kilovoltampere (das heißt etwa $\mu = 0{,}2$ bis $0{,}4$ der Vollast-Kilovoltampere; der letztere Wert für hochperiodige Bahnmotoren mit großem Luftspalt) und dem m^{ten} Teile der Vollast-Kilovoltampere, wenn die Arbeitswicklungen bei voller Spannung (Δ) einen Kurzschlußstrom aufweisen, der dem m-fachen Vollaststrom (J) entspricht. Für Vollaststrom (Vollast-Drehmoment) sind dann im Anlauf

$$\left(\mu + \frac{1}{m}\right) \cdot J \cdot \Delta \text{ Voltampere}$$

notwendig.

Beim Reihenschlußmotor ist m ein wenig größer als beim kompensierten Repulsionsmotor, weil die Arbeitswicklungen dort einander entgegengeschaltet, hier induktiv gekuppelt sind.

Für beide Motorarten ist die arithmetische Zusammenfassung von μ und $\frac{1}{m}$ ungenau und durch eine geometrische zu ersetzen. Der Einfluß der Sättigung ist nicht berücksichtigt.

Ist $\ddot{u}$ das Verhältnis der in den Ständerkreis zu der in den Läuferkreis eingeschalteten Windungszahl des Erregertransformators und x das Verhältnis des normalen Magnetfeld-Erreger-

stromes zum normalen Ständerarbeitsstrom, dann steigt das Drehmoment im Verhältnis $\frac{\ddot{u}}{x} = \varrho$ an und die Voltampere-Menge wird:

$$\left(\mu \cdot \varrho^2 + \frac{1}{m}\right) J \cdot \Delta .$$

Das Drehmoment für 1 KVA. wächst nach der Form:

$$\frac{\varrho}{\mu \varrho^2 + \frac{1}{m}} = A .$$

Für $\mu = 0{,}3$ und $m = 4$ wird

$A =$	1,68	1,81	1,81	1,76	1,66
für $\varrho =$	0,6	0,8	1	1,2	1,4

Man sieht daraus, daß der Erregertransformator das Verhältnis zwischen Kilovoltampere-Aufnahme und Drehmoment nur wenig beeinflußt. Auch der Einfluß auf die Kilowatt-Aufnahme für ein bestimmtes Drehmoment ist praktisch zu vernachlässigen[1]). Es steht nichts im Wege, für den Anlauf $\varrho = 0{,}8$, für den Lauf $\varrho = 1$ oder $\varrho = 1{,}2$ zu wählen. Man muß dann allerdings auch die ganze Motorspannung regeln.

B. Ich will an zweiter Stelle auf die Mittel zur Verbesserung des Leistungsfaktors eingehen. Zwei Mittel gibt Richter an: die Rückwirkung der Kurzschlußströme unter den Arbeitsbürsten und eine besondere Zusatzwicklung.

Zum ersten. Gerade die Kurzschlußströme sollen bei einem guten Kommutatormotor möglichst klein oder Null sein. Im Lauf erhitzen sie den Kommutator, im Anlauf ergeben sie unzulässig hohe Kilowatt- (und Kilovoltampere-) Aufnahmen.

Zum zweiten. Die Zusatzwicklung zur Verbesserung des Leistungsfaktors liegt völlig anders als die zur Verbesserung des

---

[1]) Wenn man einen Erregertransformator benutzt, so kann man die Spannung zwischen zwei Segmenten höher annehmen, als wenn man den Strom im Magnetfeld in unveränderlichem Verhältnis zum Arbeitsstrom läßt. Daher wird im ersteren Falle die Maschine eine höhere Kommutatorspannung, also eine bessere Ausnutzung zeigen.

Anlaufes. Nur eine von beiden ist gleichzeitig möglich. Auch diese Zusatzwicklung würde die Leistungsfähigkeit der Maschine herabdrücken, sie würde zum Drehmoment nichts beitragen, die Stromwendespannung aber vergrößern.

Es gibt also kein praktisch brauchbares Mittel, den Leistungsfaktor des Reihenschlußmotors zu verbessern.

An dieser Stelle möchte ich betonen, daß der sogenannte kompensierte Repulsionsmotor zwar nur bei einer Umdrehungszahl theoretisch kompensiert ist, das heißt $\cos \varphi = 1$ aufweist, daß aber der Leistungsfaktor in sehr weiten Grenzen nahezu 1 ist[1]).

Dazu kommt noch, daß der Strom bei einer bestimmten, von der Streuung und der Wicklungsverteilung abhängigen Umdrehungszahl voreilend wird. Das wird sich in großen Betrieben sehr angenehm fühlbar machen.

C. Funkenbildung. Die Aufhebung der Kurzschlußspannung (EMK. der Ruhe) erfordert ein Querfeld, der Phase nach senkrecht zum Erregerstrom, das mit zunehmender Umlaufszahl und abnehmendem Erregerstrom abnimmt. Die Stromwendespannung dagegen kann nur durch ein Querfeld aufgehoben werden, das in Phase mit dem Strom ist und in geradem Verhältnis zu ihm steht.

1. Das erste Feld entspricht einer Spannung von solcher Veränderlichkeit, wie sie im Reihenschlußmotor und im kompensierten Repulsionsmotor in keiner Wicklung auftritt. Beim letzteren Motor bildet sich das Querfeld in der in Fig. 196 wiedergegebenen Weise aus. 300, 500, 700 sind die Schaulinien für eine Netzspannung von 300, 500 beziehungsweise 700 Volt bei veränderlicher Umlaufszahl. $J = 100$ ist die Schaulinie für konstanten Strom. Bei den niedrigen Umlaufszahlen steigt das Feld vergleichsweise rasch an, hält sich dann konstant und sinkt bei festgehaltener Netzspannung ein wenig.

[1]) Selbst bei der Ossannaschen Formel fehlt die Berücksichtigung des Umstandes, daß das Querfeld infolge der Wattverluste im Ankerarbeitskreis nicht ganz phasensenkrecht zum Magnetfeld ist.

Die Größe des Feldes kann durch Wahl des Luftspaltes an der Kommutierungsstelle (siehe Fig. 197) verändert werden[1]). Dasselbe kann (wenn man regeln will) mit einer Hilfsspule, die den Zahn umfaßt und an einem bestimmten veränderlichen oder nicht veränderlichen Teil der Netz- oder Ständerspannung gelegt wird, erreicht werden.

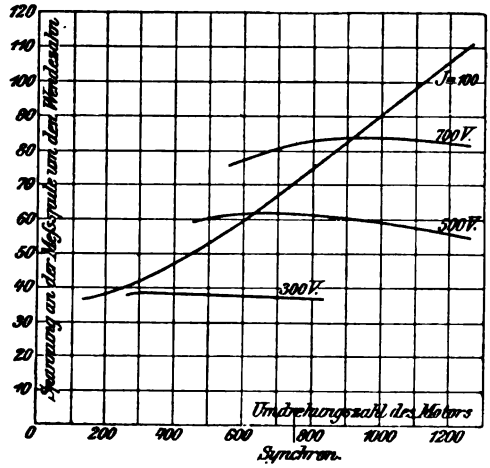


Fig. 196.

Beim Reihenschlußmotor ist eine der in Fig. 196 dargestellten ähnliche Querfeldbildung ohne Hilfsspule völlig ausgeschlossen. Die Anordnung Fig. 17 (Richters Aufsatz, Elektrotechn. Zeitschr. 1906, S. 542) ergibt meines Erachtens keine richtige Querfeldbildung. J_w ist in Phase mit dem Querfeld und in Phase mit der Spannung an der Kompensationswicklung. Diese aber muß im wesentlichen (das heißt bei kleiner, also für die erste Überlegung vernachlässigbarer Streuung) wieder phasensenkrecht zum Querfelde, beziehungsweise J_w sein.

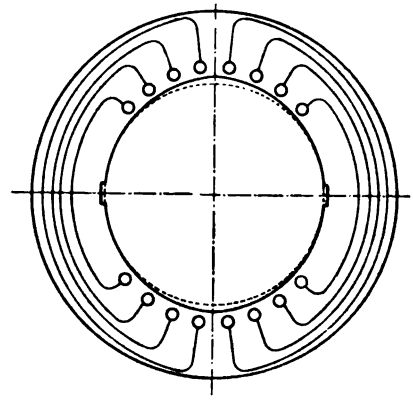


Fig. 197.

Völlig unrichtig wirkt auch die Anordnung Fig. 19. Wenn ein Querfeld entsteht, so wird

[1]) Anordnungen zur Beeinflussung des Kraftflusses an der Kommutierungsstelle sind vom Verfasser und von Dr. Th. Lehmann unabhängig voneinander vorgeschlagen worden.

die Ankerspannung immer kleiner; also müßte das Querfeld wieder kleiner werden.

Es scheint mir daher unverständlich, was Richter meint, wenn er (S. 542, 3. Sp., Z. 9—12 v. u.) sagt, daß die Schaltungen nach Fig. 17 und 19 von den S. S. W. vollständig erprobt seien.

Die übrigen Anordnungen, die Richter in Fig. 21, 23, 25, 26 bis 34 erläutert, benötigen alle eine besondere Spule, die beim kompensierten Repulsionsmotor entfallen kann.

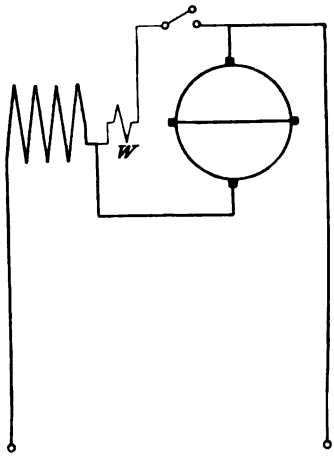


Fig. 198.

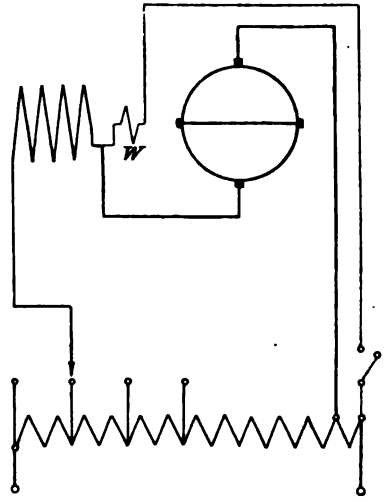


Fig. 199.

Diese Spule ist beim Reihenschlußmotor auch dann notwendig, wenn das Querfeld nicht frei regelbar ist (Fig. 21 und 23).

2. Die Stromwendespannung kann beim Reihenschlußmotor durch den Arbeitsstrom erzeugt werden. Das scheint auf den ersten Blick recht einfach zu sein. Richter zeigt selbst, daß man, um gute Ergebnisse zu erzielen, zu den nicht einfachen Wicklungsanordnungen nach Fig. 29, 30, 32 oder 34 greifen muß.

Es gibt hierfür beim kompensierten Repulsionsmotor ein — theoretisch unvollkommenes — praktisch außerordentlich einfaches und gut wirkendes Mittel. Man legt einfach (siehe

Fig. 198) bei den höheren Umdrehungszahlen eine den Wendezahn umgreifende Wicklung (W) an die Ankerspannung oder an einen Teil derselben an. Bei den hohen Umdrehungszahlen, bei denen die Stromwendespannung einen unzulässig hohen Wert erhält und wegen der höheren Umfangsgeschwindigkeit des Kommutators eine vollständige Kommutierung notwendig sein kann, ist die Erregerspannung voreilend und daher in der richtigen Phase, um ein mit dem Strom phasengleiches Feld im Wendezahn zu erzeugen. Man kann (nach Fig. 199) eine Teilspannung der Netzspannung in den Kreis der Spule W einschalten. Tut man das nicht, so wird der Ausgleichsstrom das Feld im Zahn auf die annähernd richtige Phase und Größe bringen. Die Stromaufnahme der Wendewicklung wird dabei etwas größer.

3. Am Schlusse des Abschnittes Funkenbildung meint Richter, die Erregerbürsten müßten — wegen der Sättigung — feuern. Aber er übersieht, daß das Querfeld bei unserer Anordnung nicht ins Unmeßbare steigt. (Siehe Fig. 196.) Wenn die Erregerspannung voreilend wird und der Leistungsfaktor über eins ins Voreilende kommt, so nimmt die Ständerspannung wieder mäßig ab, steigt also nicht mehr.

Das Querfeld und daher die EMK. der Ruhe in den Erregerbürsten im kompensierten Repulsionsmotor ist stets dem Produkt aus Magnetfeld und Umlaufszahl proportional. Die EMK. der Bewegung unter den Bürsten ist gleichfalls dem Magnetfeld und der Umlaufszahl proportional. Die Abweichungen, die durch die nicht sinusförmige Verteilung des Erregerfeldes hervorgerufen werden, sind nicht groß genug, um eine Funkenbildung hervorzurufen. Dies hat die Praxis eindeutig bestätigt.

D. Leistungsfähigkeit und Wirkungsgrad. 1. Was die Ausnutzung des Materials betrifft, macht Richter die grundsätzlich unrichtige Annahme, daß die größte, vorkommende Kraftliniendichte bei beiden Motoren gleich sein müsse. Der Unterschied, den er dann herausrechnet, ist nicht der Unterschied zwischen einem Reihenschlußmotor und einem kompensierten Repulsionsmotor, sondern der zwischen zwei Motoren verschiedener Feldverteilung.

Der richtige Maßstab für die Leistungsfähigkeit einer Maschine ist, soweit das Eisen in Betracht kommt, der Eisenverlust. Dieser aber ist — in einem großen Geschwindigkeitsbereich — beim kompensierten Repulsionsmotor kleiner als beim Reihenschlußmotor. Eine Veranlassung zur Änderung der Feldform liegt also bei mittleren und kleinen Motoren nicht vor[1]). Will man aber die Feldform beeinflussen, dann gibt es zwei sehr einfache Mittel: erstens die Wahl der Blechform (Fig. 197), zweitens die Versetzung der Erregerbürsten etwa in die Endpunkte einer Sehne (Fig. 200). Was Richter aus der vermeintlichen Mehrleistungsfähigkeit folgert, ist daher nicht haltbar.

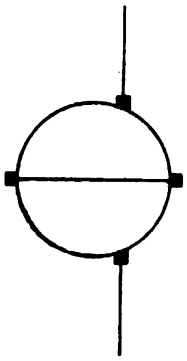


Fig. 200.

2. Wenn Richter näher auf den Wirkungsgrad eingeht, läßt er die Verluste in den Widerstandsverbindungen weg und vernachlässigt den $\cos\varphi$. Dieser aber spielt gerade in den Kupferverlusten der Arbeitswicklungen eine wichtige Rolle.

Während es kein praktisch brauchbares Mittel gibt, den $\cos\varphi$ des Reihenschlußmotors in die Nähe von 1 zu bringen, geschieht dies in dem Motor der A. E. G. ohne jede Zusatzwicklung.

Diese Verminderung der Kupferverluste durch den besseren $\cos\varphi$ ist ein Mehrfaches der von Richter herausgerechneten Minderverluste durch die Magnetisierungsströme. Die ersteren können leicht 1—1,3% ausmachen, die letzteren 0,2—0,3%.

Und durch welche Verwicklung die Vereinigung der Erregerwicklung mit der Arbeitswicklung durchgeführt wird! Es sind Stabwicklungen notwendig und zur Hauptwicklung kommen zwei Nebenwicklungen hinzu (die Kommutierungswicklungen noch nicht gerechnet). Richter gibt übrigens nicht an, daß die Nuten, die Kompensations- und Ankerkupfer enthalten, weit mehr Wicklungsraum besitzen müssen wie die anderen Nuten.

---

[1]) Man kann stets mit dem örtlich mittleren Höchstwerte der Kraftliniendichte rechnen.

Zusammenfassung.

A. Auch Motoren ohne Widerstandsverbindungen können so gebaut werden, daß sie für den Anlauf nur einen kleineren Teil der Vollast-Kilowatt für Vollast-Drehmoment benötigen. Widerstandsverbindungen in Form von Metall hohen spezifischen Widerstandes oder von Kupfer (Zusatzwicklung der S. S. W.) können und sollten daher vermieden werden.

Die Kupferwiderstände der S. S. W. brauchen mehr Raum als gewöhnliche Widerstandsdrähte mit hohem spezifischem Widerstand. Die Leistungsfähigkeit eines Ankers mit „Zusatzwicklung" ist nicht größer als eines Ankers mit gewöhnlichen Widerstandsdrähten und ist geringer als eines Ankers ohne Widerstände.

Durch die Zusatzwicklung wird die Stromwendung verschlechtert; die Anker werden im Bau schwieriger, im Betriebe unsicherer als die gewöhnlichen Gleichstromanker der kompensierten Repulsionsmotoren. Der Erregertransformator von Winter und dem Verfasser ist ein sehr einfaches Mittel, die Kurzschlußverluste in gewollten Grenzen zu halten.

B. Es gibt kein brauchbares Mittel, um den Leistungsfaktor des Reihenschlußmotors auch nur annähernd auf den Wert des Leistungsfaktors des kompensierten Repulsionsmotors zu bringen. Wenn bei diesem die theoretisch vollständige Phasenkompensation nur in einem Punkte erreicht wird, so ist in sehr weiten Grenzen der $\cos \varphi$ zwischen 0,96 und 1. Sehr bald nach erreichtem Synchronismus nehmen kompensierte Repulsionsmotoren voreilenden Strom (mit $\cos \varphi = 1$ bis 0,96).

C. Ein Querfeld zur Unterdrückung der Kurzschlußspannung (EMK. der Ruhe) kann beim Reihenschlußmotor niemals vollkommener eingestellt werden als beim kompensierten Repulsionsmotor.

Ohne besondere Wicklung ist beim Reihenschlußmotor die Herstellung des Querfeldes unmöglich. Will man das Querfeld willkürlich beeinflussen, so muß bei jeder Motorart eine Hilfswicklung Verwendung finden.

Diese Hilfswicklung kann beim kompensierten Repulsionsmotor und beim Reihenschlußmotor auch zur Verbesserung der Stromwendung herangezogen werden[1]). Beim kompensierten Repulsionsmotor kann die Stromwendung erst oberhalb des Synchronismus verbessert werden. Das entspricht dem praktischen Bedürfnis.

Die Erregerbürsten geben kein Feuer.

D. Die Ausnutzung des Materials ist beim kompensierten Repulsionsmotor günstiger, selbst wenn von den Verlusten in den Widerstandsverbindungen abgesehen wird.

Die Verluste in den Arbeitswicklungen sind kleiner wegen des besseren $\cos\varphi$. Die Erregerverluste können ohne verwickelte Anordnung beim Reihenschlußmotor nicht auf das Maß gebracht werden, das sie beim kompensierten Reihenschlußmotor zeigen. Andererseits vermehren die Erregerbürsten die Reibungsverluste.

Die Maschine, die in der Elektrotechn. Zeitschr. 1906, S. 537 und 558 als Reihenschlußmaschine der S. S. W. beschrieben wird, ist kein einheitliches Ganzes. Alle beschriebenen Anordnungen können nicht gleichzeitig angewendet werden. Teils widersprechen sie einander; teils verträgt keine praktisch brauchbare Maschine die gleichzeitige Anwendung so vieler verwickelter Anordnungen.

Über Wechselstromerregung durch Gleichstromanker.[2])

Im folgenden soll eine Erscheinung an mit Wechselstrom erregten Gleichstromankern beschrieben werden.

Ein Gleichstromanker A (Fig. 201) bewege sich in einem einachsig gewickelten Ständer S. In der Achse der Ständerwicklung seien die Bürsten BB aufgesetzt, so daß BB und S zwei Kreise gleicher Achse am Ständer und Läufer vorstellen. Der Anker sei durch die Bürsten $b\,b$ erregt. D stelle eine Wechselstromquelle

[1]) Richter, Fig. 32, 34 bzw. Fig. 198 u. 199 dieser Arbeit.

[2]) Elektrotechn. Zeitschr. 1908, Heft 36.

vor. Der Anker sei mechanisch angetrieben. Die beiden Kreise gleicher Achse (S und BB) seien nicht nur in der Maschine, sondern auch durch einen Transformator t miteinander magnetisch gekuppelt. Das Verhältnis der wirksamen Windungszahlen sei:

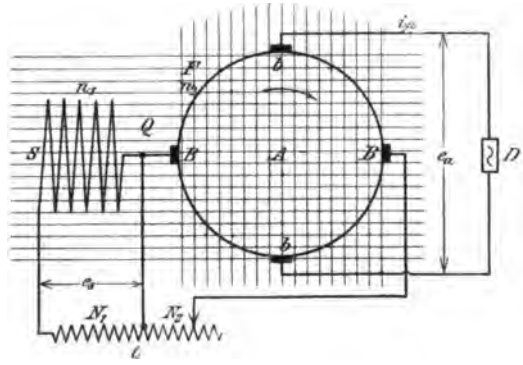


Fig. 201.

in der Maschine $n_1 : n_2 = \varrho$,

im Transformator $N_1 : N_2 = \alpha$.

Wir setzen $\frac{\alpha}{\varrho} = a$ und nennen diese Größe „Kupplungsfaktor". Dann zeigt sich: Je nach der Größe des Kupplungsfaktors läßt sich eine bestimmte Tourenzahl einstellen, bei der

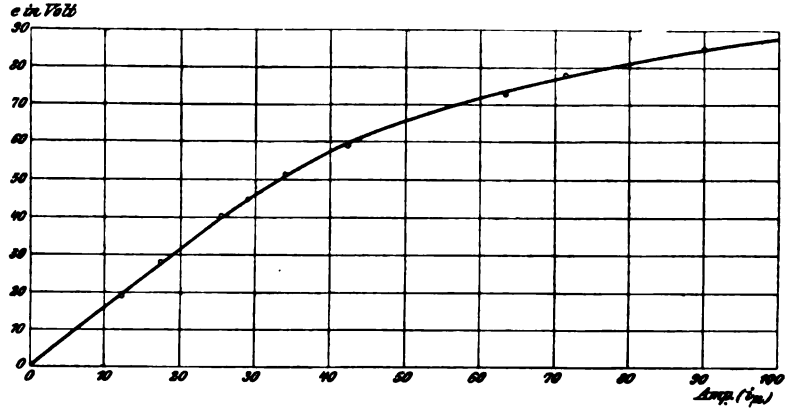


Fig. 202.

das Magnetfeld F in der Achse bb mit einem Minimum von Kilovoltamperes erregt werden kann. Das heißt, bis auf sekundäre Einflüsse (höhere Harmonische, Streuung usw.) wird die Erregung dann so erfolgen, als ob man sie mit Gleichstrom hervorrufen würde. Die Fig. 203—208 zeigen die Erscheinung bei ver-

schiedenem Kupplungsfaktor, und zwar an einer 6poligen Maschine, die mit 25periodigem Strome erregt wurde.

$$\frac{n_1}{n_2} \text{ ist bei dieser Maschine} = \frac{110}{57}.$$

Fig. 202 zeigt die Magnetisierungskurve des Gleichstromankers, und zwar bei 500—550 Umdr/Min. und abgehobenen Bürsten BB bei 25 Perioden, genauer 25,25 Perioden.

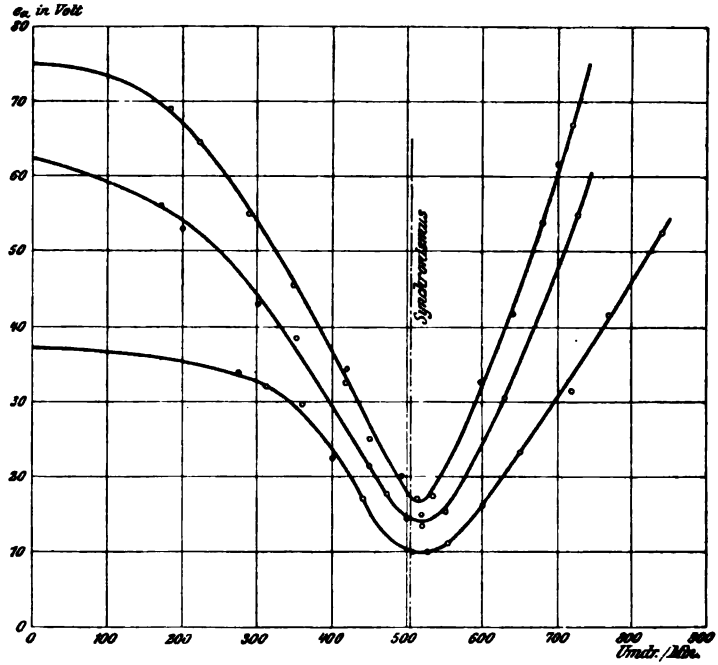


Fig. 203.

Für Ankerkurzschluß ist $N_2 = 0$, $\alpha = \infty$, also auch $x = \infty$. Für diesen Fall zeigt Fig. 203 die charakteristischen V-Kurven für drei Magnetisierungsstromstärken, und zwar für 22, 44, 66 Ampere. Die V-Kurven stellen die erforderliche Spannung (e_a) an den Bürsten $b\,b$ für verschiedene Tourenzahlen vor. Die synchrone Umlaufszahl ist durch einen Strich charakterisiert. Es ist von Sumec und Ossanna gezeigt worden, daß die minimale Erregung nicht genau mit dem Synchronismus zusammenfällt. Die Abweichung ist aber nur gering.

Fig. 204 zeigt die V-Kurven für den Kupplungsfaktor $x = 1$. Es ist hier $\frac{N_1}{N_2}$ etwa $= \frac{n_1}{n_2}$ gemacht. Das heißt, die äußere magnetische Kupplung ist gleich der inneren. Es ergibt sich nun, daß die Minimalerregung nicht mehr bei Synchronismus

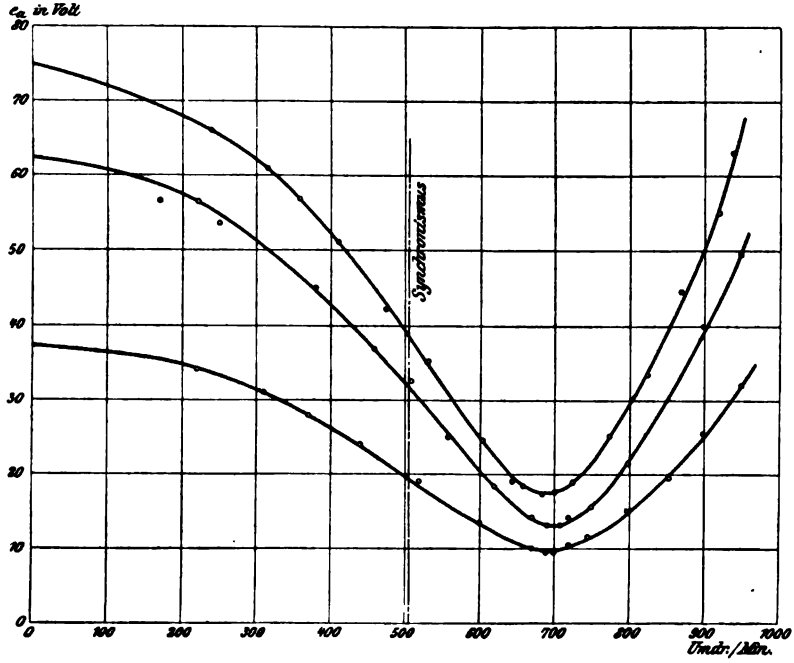


Fig. 204.

auftritt. Vielmehr verhält sich die Maschine so, als ob sie statt sechs nur vier Pole hätte, das heißt, als ob ihr Synchronismus statt bei 500 bei 750 Touren läge.

Im Falle der Fig. 204 ist

$$\alpha = \frac{168}{84}; \quad \varrho = \frac{110}{57}; \quad x = 1{,}04.$$

Fig. 205 zeigt das Versuchsergebnis für:

$$\alpha = \frac{143}{168}; \quad \varrho = \frac{110}{57}; \quad x = 0{,}44.$$

In den Fällen der Fig. 203, 204 und 205 war das x stets positiv, das heißt $\frac{N_1}{N_2}$ hatte das gleiche Zeichen wie $\frac{n_1}{n_2}$. Nun kann man N_2 nicht nur gleich Null setzen, man kann es negativ annehmen. Das heißt, die Windungsrichtungen im Transformator t und in der Maschine können entgegengesetzt gerichtet sein. Dann werden die Amperewindungen im Transformator wieder einander auf-

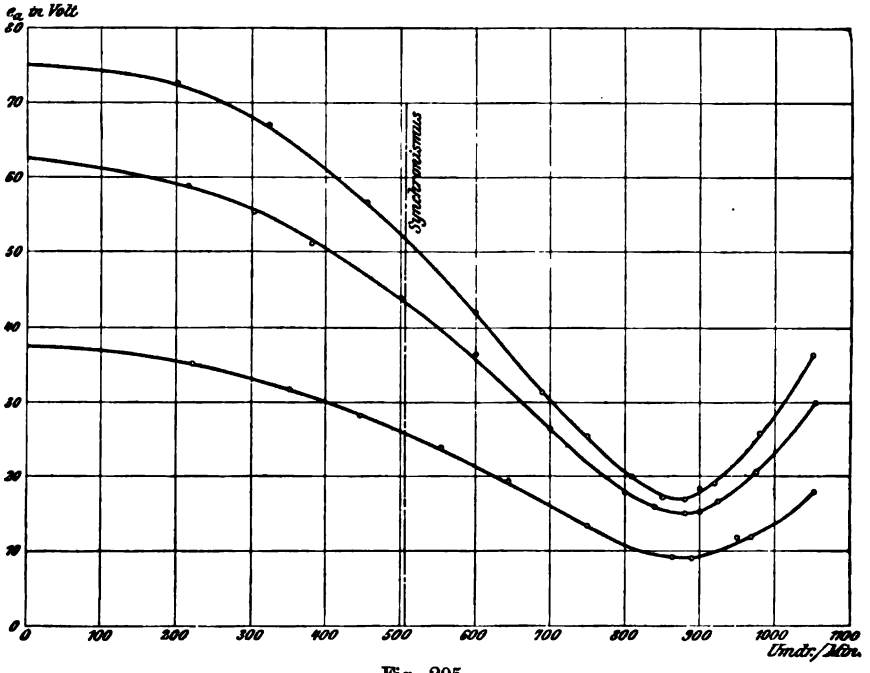


Fig. 205.

heben, in der Maschine werden die durch S und BB fließenden Ströme nicht im gleichen Sinne magnetisieren, vielmehr einander entgegenwirken.

Fig. 206, 207 und 208 zeigen das Verhalten für:

$$\alpha = \frac{168}{-33{,}5}; \quad \varrho = \frac{110}{57}; \quad x = -2{,}6;$$

$$\alpha = \frac{168}{-42}; \quad \varrho = \frac{110}{57}; \quad x = -2{,}07;$$

$$\alpha = \frac{168}{-62}; \quad \varrho = \frac{110}{57}; \quad x = -1{,}405.$$

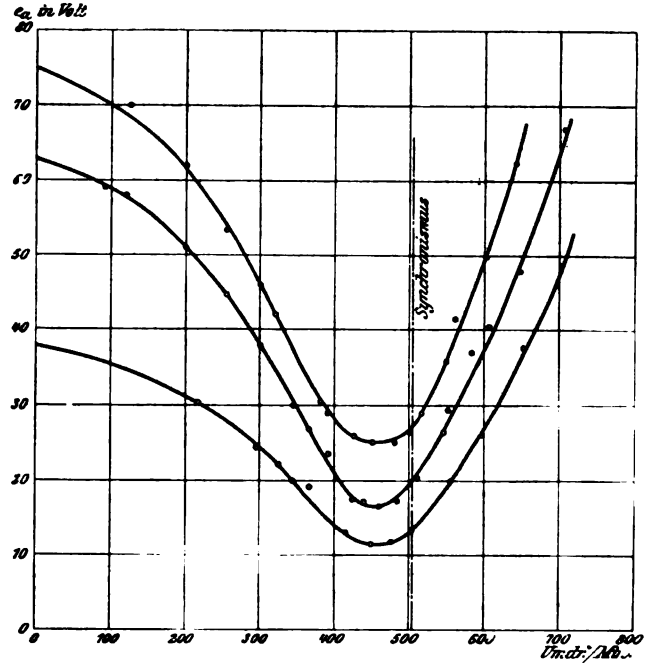


Fig. 206.

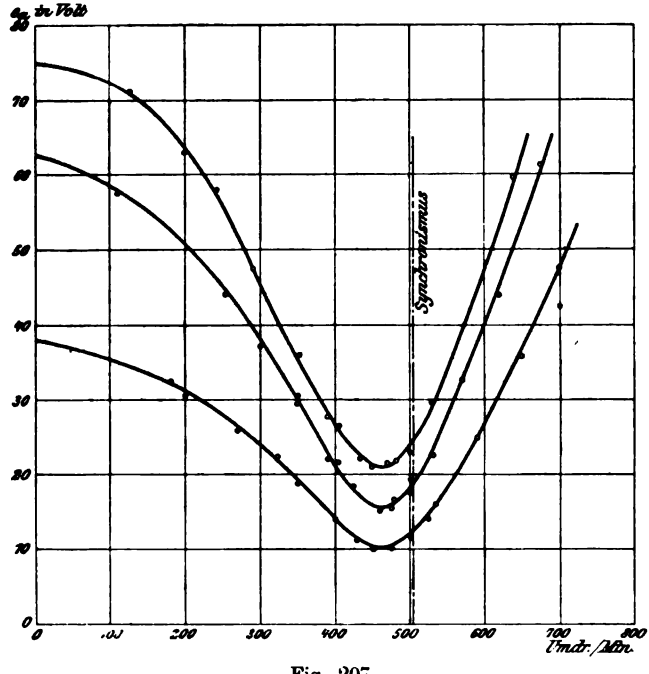


Fig. 207.

2. Die Erklärung für diese Erscheinung ist nun die folgende: Von Streuung, der Beschaffenheit der Oberfläche des Kommutators, von der örtlichen Verteilung der Amperewindungen und des Feldes, von höheren Harmonischen und von der Rückwirkung der Ströme unter den Bürsten ist abgesehen[1]).

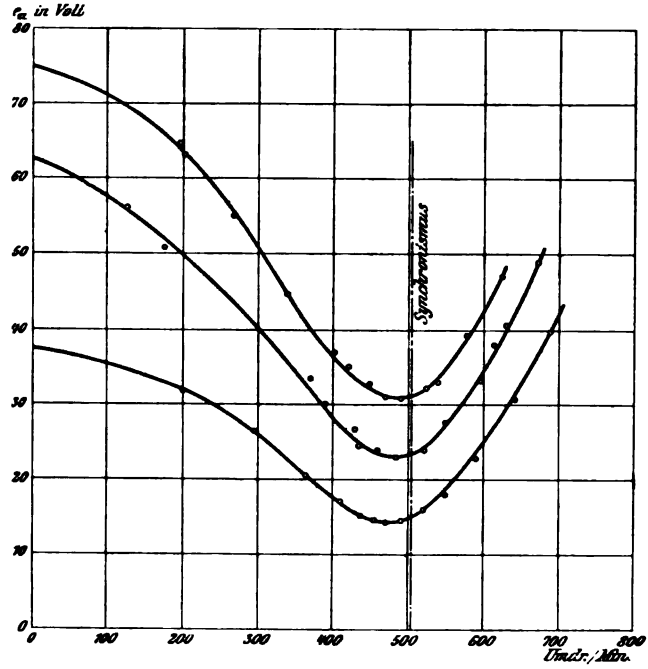


Fig. 208.

Wird das Feld F durch einen Strom i_n erregt und der Anker A angetrieben, so würde zwischen BB eine bestimmte EMK. e_r auftreten. Außerdem wird durch das zunächst angenommene Feld Q, das S und A durchsetzt, eine EMK. e_q erzeugt. Zwischen diesen und der an BB auftretenden Spannung gibt es in der einfachsten Form die Beziehung:

$$e_q + e_{BB} = e_r .$$

[1]) Namentlich wirken die Ströme unter den Bürsten $b\,b$, die theoretisch nicht gleich Null sind, wenn $\alpha \gtrless 0$ ist.

Außerdem ist, wenn e_S die Ständerspannung ist:

$$e_q : e_S = \frac{n_2}{n_1} \quad \text{und} \quad \frac{e_S}{e_{BB}} = \frac{N_1}{N_2},$$

also:

$$e_q = e_{BB} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad \text{oder} \quad e_q = e_{BB} \cdot x, \quad \left[1 + \frac{1}{x}\right] \cdot e_q = e_r.$$

Nun sei e die Spannung, die zur Erregung mittels des Stromes i_μ bei stillstehendem Anker oder, was praktisch das gleiche ist, bei rotierendem Anker und herausgenommenen Bürsten BB notwendig wäre. Dann ist für sinusförmige Felder $e_r = \frac{n}{\sim} \cdot e$, also:

$$e_q = e_r \frac{x}{1+x} = \frac{n}{\sim} \cdot \frac{x}{1+x} \cdot e.$$

Durch das Feld Q entsteht, durch Rotation, zwischen den Bürsten $b\,b$ eine EMK.:

$$e_0 = e_q \cdot \frac{n}{\sim} = e\left[\frac{n}{\sim}\right]^2 \cdot \frac{x}{1+x},$$

und es besteht die Beziehung:

$$e_a = e - e_0 = e\left[1 - \left(\frac{n}{\sim}\right)^2 \cdot \frac{x}{1+x}\right],$$

wenn e_a die bei der Umlaufszahl erforderliche Erregerspannung ist.

e_a wird gleich Null für:

$$1 = \left(\frac{n}{\sim}\right)^2 \cdot \frac{x}{1+x} \quad \text{oder} \quad \frac{n}{\sim} = \sqrt{\frac{1+x}{x}}.$$

Setzen wir nun für die Fälle in Fig. 203—208 die Werte von x ein:

	VIII	VII	VI	III	IV	V
$x =$	—1,405	—2,07	—2,6	∞	1,04	0,44,

so ergibt sich theoretisch:

$\frac{n}{\sim} =$	0,535	0,7	0,785	1	1,4	1,82.

In Wirklichkeit ergaben sich die Tourenzahlen:

480	460	465	500	700	875.

Man sieht, für $x > 0$ stimmt die primitive Rechnung recht gut, für $x < 0$ verliert sie sehr rasch die Gültigkeit; da die Ströme

im Ständer S und zwischen den Bürsten BB bei $x < 0$ entgegenwirken, so werden sie sehr groß und die Streuung vernichtet das Feld Q.

3. Legt man nunmehr an den Transformator t eine äußere Spannung E, so wird die Maschine nun derjenigen Tourenzahl zustreben, die durch x gegeben ist, wenn e_a festgehalten ist. Um

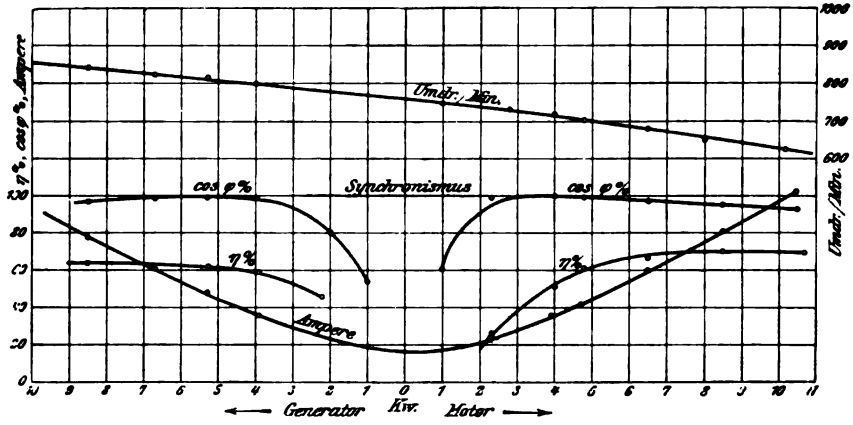


Fig. 209.

die Maschine zum günstigen Arbeiten zu bringen, wird e_a und die Spannung E so gewählt werden müssen, daß

$$F \cdot n \doteq e_r = e_q + e_{BB}$$

ist.

Weicht man von dem richtigen Verhältnis ab, so wird dadurch nur die Größe und die Phasenverschiebung des aufgenommenen Stromes bestimmt.

In Fig. 209 ist das Verhalten einer solchen sechspoligen Maschine bei 25 Perioden und bei aufgeprägter Spannung dargestellt. $\alpha = \frac{109}{48}$, $\varrho = \frac{110}{57}$, daher $x = 1{,}18$; e_a war konstant $= 0{,}14 \cdot e_S$ $= 15$ Volt. Man sieht, die Maschine verhält sich gegen $n = 765$ genau so wie ein Induktionsmotor. Ändert man die Umdrehungszahl nach unten, so steigt der Strom, und es tritt Motorwirkung ein. Steigert man die Tourenzahl, so tritt Generatorwirkung ein.

Bei nicht aufgeprägter Spannung leistet das System nichts. Würde man e_a vergrößern, so würde man nur die Stromaufnahme und die Phasenverschiebung verändern.

Wollte man den Strom i_μ in Phase und proportional mit den Strömen der Arbeitswicklungen halten (Reihencharakteristik), so gäbe es dennoch für jedes x eine Tourenzahl, bei der die Bedingung der minimalen Erreger-Kilovoltampere erfüllt wäre. Die richtige Erregerstromstärke ergibt sich aus dieser Tourenzahl und der gesamten Arbeitsspannung $= e_q + e_{BB}$. Für diesen einen Strom und dieses eine Drehmoment wird der Motor das ideale Verhalten zeigen; für ein größeres Drehmoment wird die Tourenzahl des Motors sinken, der Strom steigen; die Bedingung $\frac{n}{\infty} = \sqrt{\frac{1+x}{x}}$ ist dann nicht mehr erfüllt. Man kann sie aber durch Änderung des Kupplungsfaktors x wieder erfüllen. Praktisch wieder nur nicht zu weit unterhalb des Synchronismus, aber sehr weit oberhalb des Synchronismus.

Einiges Interesse erregt vielleicht auch das Verhalten der Bürsten. Die unter den Bürsten BB kurzgeschlossenen Wicklungsteile sind gegenüber den Feldern in der Maschine genau in der gleichen Lage wie der ganze Anker zwischen den Bürsten $b\,b$ gegenüber den Feldern. Stellt man die Bedingung für aufgehobene Kurzschluß-EMK. unter den Bürsten BB auf, so ist auch sie durch $\frac{n}{\infty} = \sqrt{\frac{1+x}{x}}$ gegeben. Hingegen erhält man für die unter den Bürsten $b\,b$ kurzgeschlossenen Wicklungsteile eine einfache Beziehung, die aussagt, daß die EMK., die dort kurzgeschlossen ist, proportional e_{BB} ist. Dies natürlich nur so lange, als das Feld an den Stellen $b\,b$ nicht durch besondere Mittel (Spulen, Aussparungen u. dgl.) beeinflußt wird.

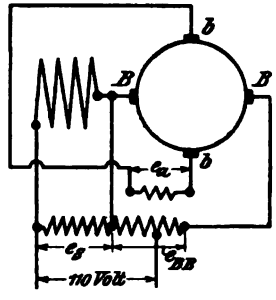


Fig. 210.

Je nach dem Kupplungsfaktor x entsteht bei

$$n = \infty \sqrt{\frac{1+x}{x}}$$

ein elliptisches Feld, dessen F-Achse zur Q-Achse sich verhält wie

$$\overset{n}{\sim} \quad \text{oder} \quad \sqrt{1+x} : \sqrt{x}.$$

Zusammenfassung.

Die Erregung einer Kollektorwicklung mittels Wechselstrom ist nicht nur im Synchronismus mit einem sehr kleinen Kilovoltampere Aufwand möglich. Wenn man die zwei Wicklungssysteme am Ständer und Läufer, deren Achsen senkrecht zur Erregerachse sind, durch einen außenliegenden Transformator miteinander kuppelt, so wird je nach dem Kupplungsfaktor bei einer bestimmten Tourenzahl (die der mehrfachen Synchrontourenzahl gleichkommen kann) die Erregung nahezu so erfolgen, als ob Gleichstrom verwendet werden würde.

Indem man diese Erregerspannung und den Kupplungsfaktor festlegt, kann man die Tourenzahl des Wechselstrommotors willkürlich einstellen.

Über die Entwicklung des Einphasen-Bahnsystems.[1])

1. Entwicklung des Kommutatormotors. Vorerst sei die kompensierte Maschine betrachtet (Fig. 211). Bei unterteiltem Magneteisen und ca. 2 Volt Segmentspannung kann man diese Maschine auch mit Wechselstrom funkenfrei betreiben. Solche Maschinen würden aber sehr schwer werden, einen verhältnismäßig schlechten Leistungsfaktor besitzen, und sie würden, da sie hohe Ampereleiterzahl pro Zentimeter am Ankerumfang besäßen, große Erwärmung und schwierige Stromwendeverhältnisse aufweisen.

Man kann in die Kollektorverbindungen Widerstände hineinlegen und dann die Spannung pro Segment erhöhen. Dieser Weg

[1]) Gekürzte Wiedergabe eines Vortrages, gehalten im Elektrotechnischen Verein in Dresden am 19. Dezember 1907. Elektrotechn. Zeitschrift 1908, Heft 24.

ist von Westinghouse, auch von Finzi eingeschlagen worden und soll sich in Amerika für Überlandbetriebe bewährt haben.

In Europa sind Winter und der Vortragende Anfang 1903 mit der durch Fig. 212 und 213 dargestellten Maschine hervorgetreten. Diese Maschine besitzt zwei Arbeitswicklungssysteme, die induktiv miteinander in Verbindung stehen (die Ständerarbeitswicklung und der kurzgeschlossene Anker). Sie besitzt ferner eine Erregerwicklung am Anker, die in Fig. 212 in unmittelbarer Reihenschaltung mit der Ständerwicklung steht, in Fig. 213 durch einen Serientransformator in Reihe mit der Ständerwicklung ge-

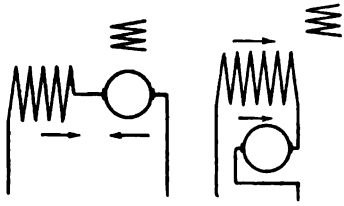


Fig. 211.

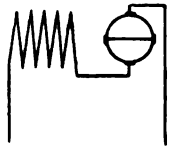


Fig. 212.

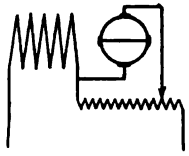


Fig. 213.

schaltet ist. Das wesentliche Merkmal dieser Maschine, die nur einen Spezialfall der Winter - Eichberg - Motoren vorstellt (siehe D. R. P. Nr. 153 730 vom 15. XI. 1901), ist das Querfeld, das sich in der Arbeitsachse $x\,x$ ausbildet und das einerseits herangezogen wird, um die durch Induktion unter den Arbeitsbürsten erzeugte „Kurzschluß-EMK." aufzuheben und andererseits, um zwischen den Erregerbürsten eine voreilende „EMK." zu erzeugen, die den Leistungsfaktor der Maschine wesentlich verbessert.

Behn - Eschenburg, Milch, Richter u. a. haben an Stelle des Querfeldes am ganzen Ankerumfang ein örtliches Querfeld an der Wendestelle herzustellen versucht.

Neuerdings legen die S. S. W. u. a. auch beim Serienmotor die Kompensationswicklung an Spannung und erzeugen dadurch ein Querfeld am ganzen Ankerumfang.

Diesen verschiedenen Anordnungen liegt eine gemeinsame Idee zugrunde. Bei einer kompensierten Maschine (Fig. 211) wird, wenn sie mit Gleichstrom betrieben wird, die Arbeits-EMK. stets

am Anker erscheinen. Dabei ist es gleichgültig, wie das Feld der Maschine erzeugt wird, ob in Serien- oder Nebenschlußschaltung.

Bei Wechselstrom können wir die Arbeits-EMK. auf die Kompensations- und Ankerwicklung beliebig verteilen. Schließen wir z. B. die Ankerwicklung kurz, so wird die gesamte Gegen-EMK. (Arbeits-EMK.) am Ständer erscheinen. Wir können aber weitergehen und die EMK. auf die beiden Wicklungen beliebig verteilen (Fig. 214 und 215). Von der Gesamtspannung Δ kann beispielsweise δ_s auf den Ständer, δ_a auf den Rotor entfallen. In Fig. 214 ist z. B. δ_s größer als Δ (siehe D. R. P. 153 730). Die Arbeits-EMK. kann auf den Anker übertragen werden entweder durch Anlegen oder durch Induktion durch ein Querfeld. Die Grundbedingung, in einfacher Form geschrieben, ist:

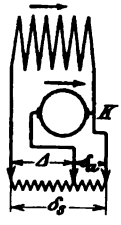


Fig. 214.

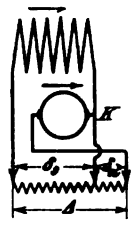


Fig. 215.

$$e = c\,n\,F = e_q + e_a\,.$$

Das Feld F kann man in Abhängigkeit vom Strom J bringen. Es kann z. B. in Phase mit dem Ankerstrom sein (Fig. 216), oder in Phase mit dem Ständerstrom (Fig. 217). Die Verkettung beim

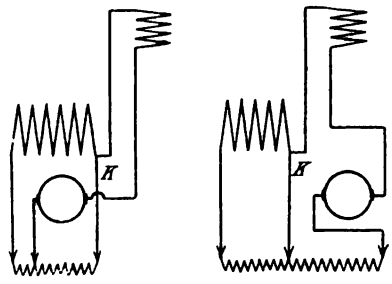


Fig. 216.

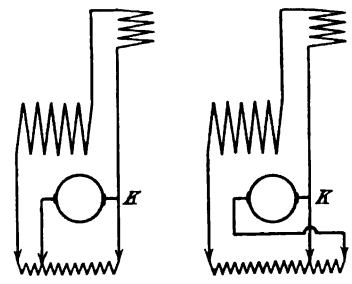


Fig. 217.

Punkte K (siehe Fig. 214—217) ist nicht notwendig. Man kann die beiden Spannungen von derselben oder von verschiedenen Wicklungen eines Transformators abnehmen (Fig. 218). Man kann dann wieder die Erregung in den Ständer- oder Läuferkreis legen. Fig. 219 z. B. zeigt sie im Ständerkreis. Es ist nicht nötig, die

Erregerwicklung am Ständer selbst anzubringen; man kann sie am Läufer anbringen und kann sie trotzdem in Phase mit dem Ständer- oder Läuferarbeitsstrom halten. In Fig. 220 ist die Erregung durch den Ständerstrom bewirkt, und die Erregerwicklung sitzt am Läufer. Denkt man sich die EMK. am Anker gleich Null, so erhält man den Grenzfall (Fig. 221), der identisch ist mit der Anordnung nach Fig. 212.

Allen diesen Maschinen ist das Querfeld gemeinsam, und dieses stellt in Wirklichkeit den einen großen Fortschritt dar, den wir gemacht haben. Ein zweiter wichtiger Fortschritt liegt im

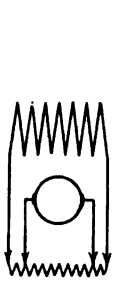


Fig. 218.

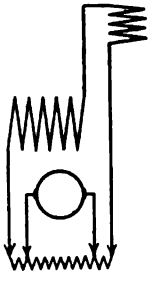


Fig. 219.

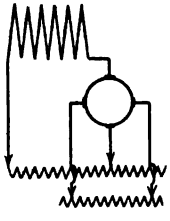


Fig. 220.

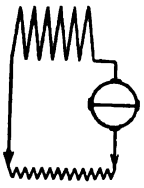


Fig. 221.

Reihentransformator, der das Verhältnis der Arbeits- zu den Erregeramperewindungen einstellt. Dieser macht es möglich, die Spannung, mit der die Maschine betrieben wird, unabhängig von der Ankerspannung zu wählen. Er gibt weiter die Möglichkeit, während des Laufes verschiedene Charakteristiken einzustellen; endlich aber auch gestattet er für den Anlauf ein anderes Verhältnis von Feld- zu Arbeitsamperewindungen einzustellen als für den Lauf. Dadurch läßt sich bei begrenztem Feld ein guter Anlauf erzielen.

Das Querfeld müßte sich nun, um die Kurzschluß-EMK. unter den Arbeitsbürsten zu vernichten, vorausgesetzt, daß das Magnetfeld verkehrt proportional mit der Tourenzahl ist, nach dem Gesetz: $\Phi\Delta\left(\frac{\sim}{n}\right)^2$ verändern. Darin ist $\Phi\Delta$ das der Spannung Δ entsprechende Querfeld und $\frac{\sim}{n}$ das Verhältnis der synchronen Tourenzahl zur wirklichen Tourenzahl.

Dieses Querfeld braucht glücklicherweise nicht exakt eingehalten zu werden. Daher ergeben sich verhältnismäßig einfache Mittel zur Erzielung einer geringen Kurzschluß-EMK., auch im hochübersynchronen Gebiet. Man kann z. B. die Teilspannung (siehe Fig. 214 und 215) regeln. Man kann auch durch lokal angebrachte Wendespulen das Feld an der Kommutierungsstelle einstellen, und man kann endlich auch die Totalspannung der Maschine ändern.

Bei den meisten Maschinen, die derzeit ausgeführt sind, werden Wendespulen angeordnet, und diese Wendespulen werden in der Weise beeinflußt, daß sie ein angenähert richtiges Querfeld geben und gleichzeitig ein komponentales Feld erzeugen, das in Phase mit dem Arbeitsstrom ist und die Stromwendespannung, die natürlich bei Wechselstrom ebenso auftritt wie bei Gleichstrom, aufzuheben berufen ist. Fig. 222 zeigt die Anordnung der A. E. G.

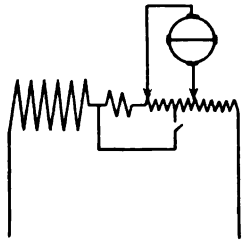


Fig. 222.

2. Auf diesem Wege haben wir eine wirkliche Verbesserung der Kommutierung erzielt, und wir können nun leistungsfähige und gut laufende Bahnmotoren für einphasigen Wechselstrom bauen.

Die durch das Querfeld hervorgerufene EMK. hat uns gleichzeitig die Möglichkeit gegeben, große Luftspalte anzuwenden, wie sie in Maschinen für den praktischen Bahnbetrieb notwendig sind. Es wird eine moderne Type der A. E. G. vorgeführt (WE 4 — 65 — 750). Diese Type gibt 80 PS bei 750 Touren, 70 PS bei 600 Touren durch eine Stunde nach deutschen Verbandsnormalien (bei vollkommen geschlossenen Deckeln). Die Dauerleistung ist 50 PS. Dieses sehr günstige Verhältnis zwischen Dauer- und Stundenleistung ist erzielt durch eine kräftige Eigenventilation. Die Maschine ist nach außen abgedichtet, die äußere Luft kann an die Wicklung nicht herantreten. Die Maschine wiegt ohne Zahnräder und Zahnradschutzkasten 1350 kg und mit diesen Teilen 1525 kg. Sie hat einen Nutzeffekt von 84% bei Vollast.

Für diese Maschine zeigen die Fig. 223 und 224 die charakteristischen Kurven bei den Motorspannungen von 622 Volt und

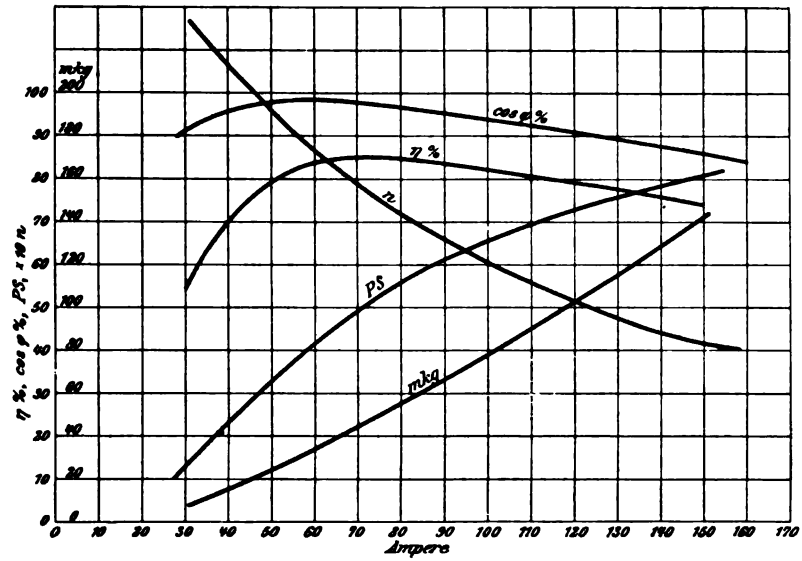


Fig. 223.

435 Volt. Fig. 225 zeigt die Endtemperatur nach dem Stundenlauf mit 80 PS, Fig. 226 die Erwärmungscharakteristik bei Dauer-

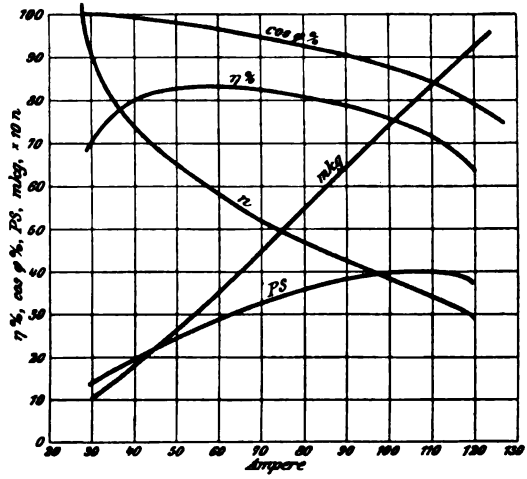


Fig. 224.

lauf mit 50 PS und Fig. 227 diejenige bei Dauerlauf mit 40 PS. Es ist zu ersehen, daß die Grenze für 50 PS den Statorkern bilden würde, der für spätere Ausführungen ein klein wenig reichlicher

gewählt werden müßte, wenn man die Verbandsnormalien als Maßstab verwenden will.

Diese Motortype stellt nun nicht ein zufällig besonders günstiges Ergebnis dar. Es ist vielmehr möglich, mit gleichen Belastungs-

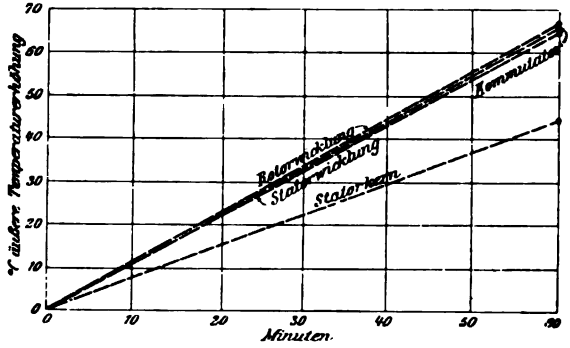


Fig. 225.

verhältnissen Maschinen für weit größere Leistungen zu bauen. Die Leistung L ist nämlich gegeben durch die Beziehung:

$$K \cdot \alpha \cdot \varphi \cdot v \cdot z \cdot \frac{1}{\sim} = L = \frac{1000}{\sim} \cdot z .$$

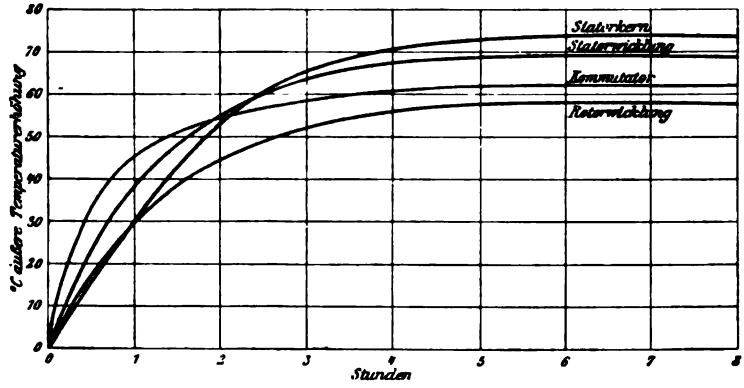


Fig. 226.

In dieser Gleichung bedeuten: K eine allgemeine Konstante; α die Ampereleiter pro Zentimeter Ankerumfang; φ eine Konstante, die von der zulässigen Segmentspannung abhängt; v die Ankerum-

fangsgeschwindigkeit; z die Zahl der parallelen Kreise; $\sim$ die Periodenzahl.

Es lassen sich demnach bei 25 $\sim$ für 12 parallele Stromkreise 480-PS-Motoren, für 16 parallele Stromkreise 640-PS-Motoren bauen. Da man ohne weiteres 16 Pole und $^1/_2$ Windung pro Segment (siehe Fig. 228) anwenden kann, so ist man in der Lage, Motoren für 1280 PS Stundenleistung bzw. 800 PS Dauerleistung mit vorzüglicher Kommutierung zu bauen.

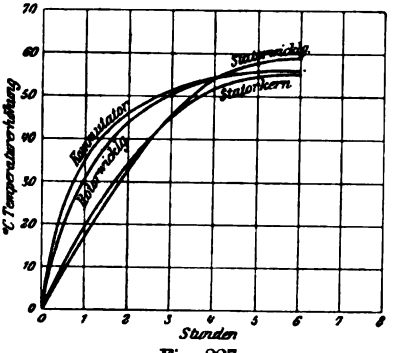


Fig. 227.

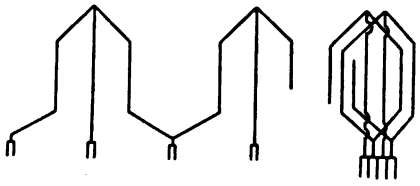


Fig. 228.

Ein Beispiel hierfür ist der ursprünglich für 300 PS gebaute Motor, WE 6 — 300 — 500[1]), mit acht parallelen Kreisen, der für eine Güterzuglokomotive gebaut ist und für den die Fig. 229 und 230 die Wirkungsgrad-, Leistungsfaktor-, Touren- und Zugkraftkurven angeben, Fig. 231 die Erwärmung im Dauerlauf mit 260 PS und Fig. 232 die Anzugsmomente zeigen. Es ist ersichtlich, daß man mit einer solchen Maschine ohne weiteres selbst bei 1400-mm-Rädern und einer Zahnradübersetzung 1 : 4,2 eine Zugkraft von 4000 kg

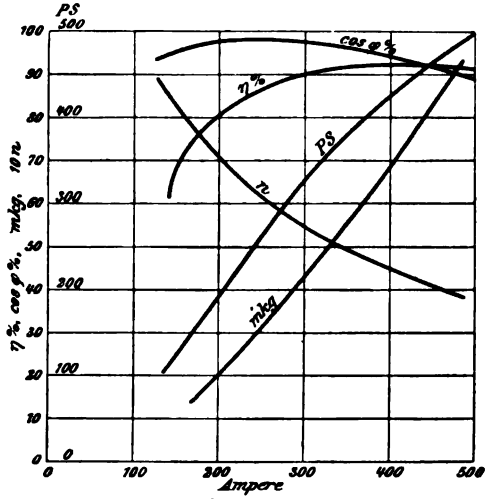


Fig. 229.

[1]) Elektrotechn. Zeitschrift 1907, S. 131.

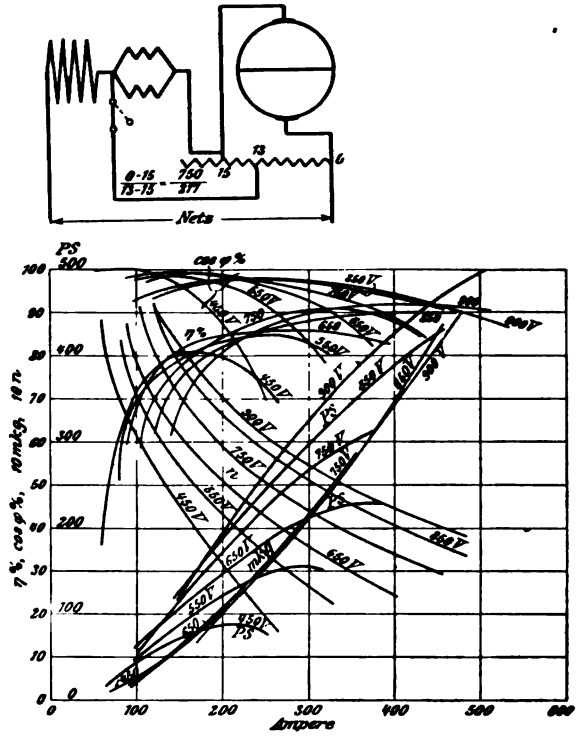


Fig. 230.

pro Motor erzielen kann, während die Maximalgeschwindigkeit einer solchen Maschine bei 55 km läge. Eine solche Maschine würde also den schwierigsten Bedingungen des Güterzugbetriebes entsprechen.

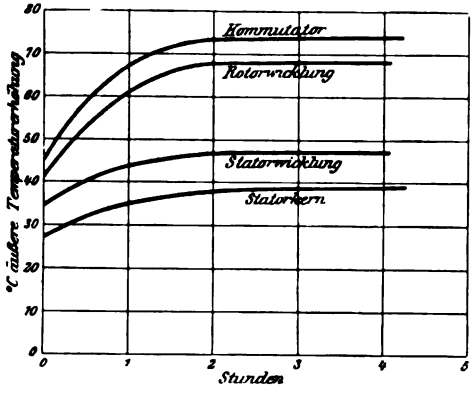


Fig. 231.

Die Fig. 233, 234 und 235 zeigen den Anker, Ständer und den Gesamtaufbau eines solchen Einphasenbahnmotors. Der Anker, der seiner Wicklung nach dem gewöhnlichen Gleichstromanker vollkommen entspricht, unterscheidet sich nur durch einen Ventilator, der die Luft axial durch

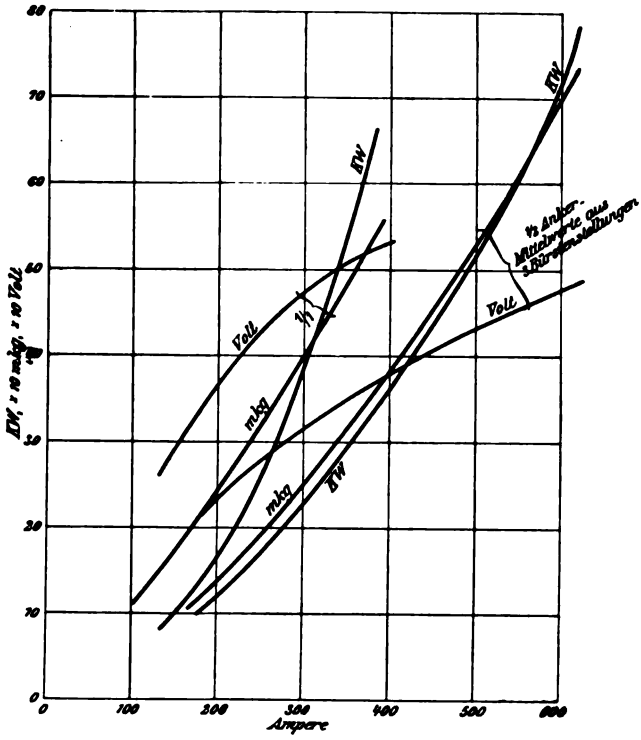


Fig. 232.

Fig. 233.

Fig. 234.

den Kollektor- und Ankerkörper saugt. Die Ständerwicklung ist eine einphasige Wicklung ohne Kreuzung verschiedener Phasen und kann mit Fug und Recht, was Einfachheit betrifft, der gewöhnlichen Gleichstrom-Feldwicklung gleichgestellt werden.

Der abgebildete Ständer zeigt in zwei Polfeldern eine sog. Wendewicklung. Auch diese bedeutet keine Komplikation, da sie konzentrisch mit den anderen Wicklungen liegt.

Es seien noch, mit Rücksicht auf falsche Zahlen, die von

Fig. 235.

anderer Seite (Hobart) vorgebracht wurden, einige Ausrüstungsgewichte gegenübergestellt. Zum Beispiel wiegt eine Ausrüstung mit zwei 200-PS-Motoren:

	bei Wechselstrom	bei Gleichstrom
Tatsächlich	12,5 t	9,5 t
Nach Hobart müßte eine 4motorige Ausrüstung	33,6 t	15,7 t

wiegen.

3. Die Motorfrage wurde eingehend behandelt, weil sie grundlegend ist für den großen Fortschritt, der auf dem Einphasengebiet gemacht wurde. Eine andere Frage war die der Oberleitung. Mit Rücksicht auf die hohe Spannung wurde für die Spindlersfelder Strecke, die die erste mit 6000 Volt betriebene Personenzugstrecke war, von der gewöhnlichen Queraufhängung abgesehen und eine Längsaufhängung durchgeführt, die eine bedeutend erhöhte Sicherheit bietet. Diese Längsaufhängung ist seither für alle anderen Fälle in Europa und Amerika vorbildlich gewesen.

In Hamburg, wo die Oberleitung von den S. S. W ausgeführt wurde, ist zu dem Trag- und Trolleydraht noch ein dritter Draht hinzugekommen, der am Tragdraht so aufgehängt ist, wie bei der Spindlersfelder Anordnung der Trolleydraht, während der Trolleydraht selbst an diesem freibeweglich aufgehängt erscheint und frei — in Hamburg durch Gewichte — nachspannbar ist. Diese Anordnung gewährt den Vorteil, daß die Temperaturdifferenzen auf die Lage des Trolleydrahtes keinen Einfluß ausüben. Es sei jedoch festgestellt, daß diese Komplikation für die Temperaturverhältnisse, die in Mittel- und Südeuropa und England herrschen, nicht notwendig ist.

Im Stubaital wird z. B. die Trolleyleitung nur einmal im Jahr nachreguliert. Der Wegfall der Nachspannung, ob sie nun durch Gewichte oder Federn erfolgt, bedeutet immer eine Vereinfachung. (Es werden einige Lichtbilder von der Art der Spindlersfelder und Oranienburger Versuchsstrecke gezeigt. Auch ein vom Werkmeister des Dresdener Elektrot. Inst. angefertigtes Modell der S. S. W.-Konstruktion für Hamburg wird erläutert.)

4. Was die Stromerzeugung betrifft, so hat sich bereits bei den Spindlersfelder Versuchen ergeben, daß ein Bahngenerator für Wechselstrom, ähnlich wie der Gleichstrom-Bahngenerator, sorg-

fältiger isoliert werden muß als Maschinen für stationären Betrieb, die niemals oder nur selten plötzliche Stromstöße auszuhalten haben. Isoliert man die einzelnen Lagen gut gegeneinander und gegen Gestell und befestigt die Wickelköpfe gegen das Gehäuse, so werden sich irgendwelche Stromstöße, die im Netz stattfinden, auf die Maschine nicht übertragen.

Mit Rücksicht auf die großen Stromstöße hat sich eine automatische Spannungsregelung als wünschenswert herausgestellt. Bei der Spindlersfelder Anlage wurde sie seinerzeit durch einen Tirrillregulator bewirkt. In Hamburg ist eine E. W. Rice-

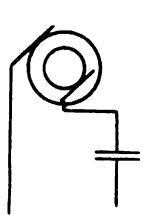


Fig. 236.

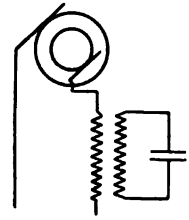


Fig. 237.

Danielsonsche Compoundierung angewendet. Dieselbe besteht im wesentlichen darin, daß die Erregung durch einen Umformer beeinflußt wird, in dessen Armatur der abgegebene Wechselstrom hineingeleitet wird und durch seine Rückwirkung auf das Feld dieses Erregerumformers mittelbar die Erregung der Maschine beeinflußt. In Zukunft, wenn einmal praktische Kondensatoren gebaut werden, können die Anordnungen nach Fig. 236 und 237 angewendet werden.

Zusammenfassung.

Es wird gezeigt, welche Schwierigkeiten zu überwinden waren, um das Einphasen-Bahnsystem auf den heutigen Stand zu bringen. Vorzüglich wird die Entwicklung des Wechselstrommotors behandelt; in zweiter Linie auch die Frage der Oberleitung und Stromerzeugung berührt.

Über die verschiedenen Arten der Wechselstrom-Kommutatormotoren und die Frage der günstigsten Periodenzahl für Bahnen[1]).

Als vor Jahren, 1902 und 1903, die ersten Einphasenbahnen ins Auge gefaßt wurden, wurde die Periodenzahl 15—16 von denen gewählt, die ohne äußere Hilfsmittel für die Kommutierung nur mit Widerständen das Auslangen finden wollten. Hingegen waren die anderen, die mit Querfeldkommutierung arbeiteten, in ihrer Wahl freier und wählten daher 25 Perioden. Man sagte sich damals, daß es — abgesehen von jenen Fällen, wo man kleinere Bahnen im unmittelbaren Anschluß an bestehende Werke mit 40 bis 50 Perioden betreiben will — notwendig sein wird, aus den großen Bahnkraftwerken auch Strom für andere Zwecke abzugeben, und zwar womöglich ohne jede Umformung. Nun war 25 sowohl in Europa als auch — und zwar in sehr ausgedehntem Maße — in Amerika eine vielfach angewandte Kraftübertragungsperiodenzahl.

Auch heute noch ist dieser Gesichtspunkt von großer Bedeutung. Gewiß werden viele große Bahnkraftwerke der Zukunft nur Bahnstrom erzeugen, weitaus die meisten jedoch werden, um ökonomisch arbeiten zu können, auf große Abnehmer anderer Art angewiesen sein. Aber wir müssen, glaube ich, noch einen Schritt weitergehen. Die elektrisch betriebenen Bahnen werden ein großes Kraftübertragungsnetz über das ganze Land spannen, und die kleinen Ortschaften, die landwirtschaftlichen Betriebe usw. werden sich gerne und mit Vorteil der elektrischen Kraft und des elektrischen Lichtes bedienen, wenn ihnen der Anschluß leicht gemacht wird. Nun kann man sagen, daß für solche Anschlüsse die Periodenzahl 25 gerade noch zweckmäßig ist. Motoren lassen sich hierfür noch ökonomisch und mit brauchbaren Tourenzahlen bauen, Glühlampenbeleuchtung ist mit Lampen von 40—50 Volt

[1]) Vortrag, gehalten in der Sitzung des Elektrotechnischen Vereins in Berlin am 24. März 1909. Vgl. Elektrotechn. Zeitschr. 1909, S. 337 und Heft 27 u. 28.

noch gut durchführbar, und selbst Bogenlampen für Außenbeleuchtung sind noch ausführbar. Je weiter wir uns dagegen von 25 Perioden nach unten entfernen, desto ungünstiger werden die Anschlüsse von Motoren und Lampen.

Neben diesen allgemeinen Gesichtspunkten kommen die Vorteile und Nachteile bei den einzelnen Teilen der Anlage in Frage: Das sind die Motoren der Fahrbetriebsmittel, die beweglichen und ortsfesten Transformatoren, die Strecke und die Generatoren.

I.

Bei der Betrachtung der verschiedenen Arten von Wechselstromkommutatormotoren bildet die Kommutierung den wichtigsten Gesichtspunkt. Erst in zweiter Linie kommt Gewicht, Wirkungsgrad, Erwärmung und Leistungsfaktor in Betracht. Gleichartige Kommutierungsverhältnisse vorausgesetzt, wird für die Betriebssicherheit und betriebsmäßige Unterhaltung auch der konstruktive Aufbau von Wichtigkeit sein.

Welchen Einfluß hat nun auf alle diese Punkte die Periodenzahl?

1. Bezüglich der „Stromwende-EMK" ist es einfach, die Verhältnisse von Gleichstrommaschinen auf die der Wechselstromkommutatormotoren zu übertragen. Die „Stromwende-EMK." ist in jedem Augenblick proportional der zu kommutierenden Stromstärke. Das erforderliche Stromwendefeld ist also jeweils in Phase mit dem zu kommutierenden Ankerstrom, aber von dem Feld dieser Ankerströme entgegengesetzter Richtung.

Es gibt Maschinen mit nicht aufgehobener Ankerrückwirkung, mit teilweise aufgehobener, gänzlich aufgehobener oder negativer Ankerrückwirkung (überkompensierte Maschinen). Wir können das Feld an der Wendestelle, das in jedem Augenblick proportional, aber entgegengesetzt dem Felde der Ankeramperewindungen — also um 180° phasenverschoben diesem gegenüber — ist, durch eine am ganzen Umfange verteilte (Kompensations- oder Arbeitswicklung) oder durch eine örtliche Wicklung (Wendepolwicklung) erzeugen. Auch durch bloße Bürstenverstellung kann man das erforderliche Wendefeld an der Kommutierungsstelle finden.

Dieses Feld muß stets von der Periodenzahl des Arbeitsstromes sein und ändert sich nicht mit der Geschwindigkeit, denn bei zunehmender Geschwindigkeit wächst nicht bloß die Kommutierungsgeschwindigkeit, sondern auch die Geschwindigkeit, mit der das Wendefeld geschnitten wird.

2. Bei Wechselstrom-Kommutatormotoren haben wir jedoch eine zweite EMK., e_k, die „Kurzschluß-EMK.". Sie rührt her von dem in seiner Richtung wechselnden Magnetfeld (F) und ist proportional diesem Feld und der Periodenzahl ($\sim$). Sie sei gegeben durch

(1) $$e_k = x_1 \cdot \sim F$$

worin x_1 eine Konstante ist; e_k ist phasensenkrecht zu F. F sei beispielsweise in Phase mit dem Arbeitsstrom (J)[1]; e_k ist dann phasensenkrecht zu J. Um diese EMK. aufzuheben, muß die Spule, die unter der Bürste durchgeht, ein Feld schneiden, das phasensenkrecht zu J ist. Zum Unterschied zum Stromwendefeld heiße es „Querfeld" und sei mit Φ bezeichnet. Um die Kurzschluß-EMK. aufzuheben, muß, wenn x_2 eine Konstante und n die Tourenzahl vorstellt,

(2) $$x_2 \Phi \cdot n = x_1 \sim F$$

sein. Φ ist phasensenkrecht zu F, proportional zu F und zu $\frac{\sim}{n}$.

Es gibt Motoren ohne Querfeld und mit für einen mehr oder weniger großen Tourenbereich richtigem Querfeld. Ein für alle Tourenzahlen richtiges Querfeld gibt es nicht, denn z. B. für $n = 0$ müßte $\Phi = \infty$ sein, und auch für nur sehr kleine n würde Φ größer werden, als es die Sättigungsverhältnisse des Eisens zulassen.

Das Querfeld kann auch nur örtlich angebracht sein. „Hilfsquerfeld" soll es dann heißen.

3. Um nun zunächst alle jene Maschinen, bei denen das Querfeld am ganzen Ankerumfang ausgebreitet ist, einheitlich zu betrachten, vergegenwärtigen wir uns, daß es bei Wechselstrom außer der Kompensation durch Reihengegenschaltung (siehe Fig. 238) auch noch eine Kompensation durch Parallelschaltung gibt.

[1]) Das wird bei allen guten Maschinen annähernd der Fall sein.

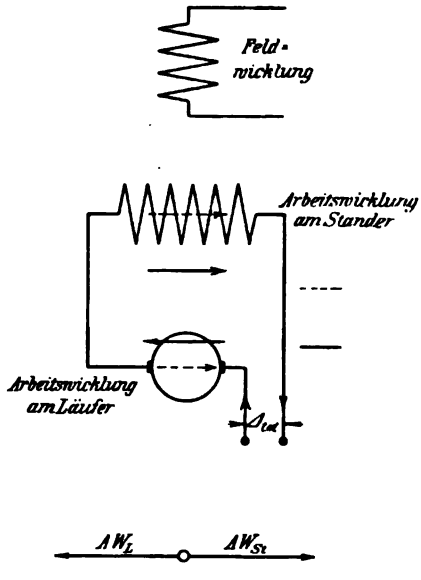


Fig. 238.

Legen wir die zwei Arbeitswicklungen am Ständer und Läufer parallel an die gleiche Spannung oder, allgemeiner aufgefaßt, an zwei miteinander magnetisch gekuppelte Transformatorwindungssysteme, so zwar, daß die Spannung pro Windung an der Ständer- und Läuferwicklung gleich ist und entlocke ich der einen dieser Wicklungen auf irgendeine Weise (z. B. durch Hinzutreten einer EMK. der Rotation) einen Strom, so wird selbsttätig in der zweiten Wicklung ein im wesentlichen entgegengesetzter Strom entstehen, der die Amperewindungen der ersten Wicklung aufhebt (siehe Fig. 239). Legt man die Ständer- und Läuferwicklung an „ungleiche Spannungen pro Windung“

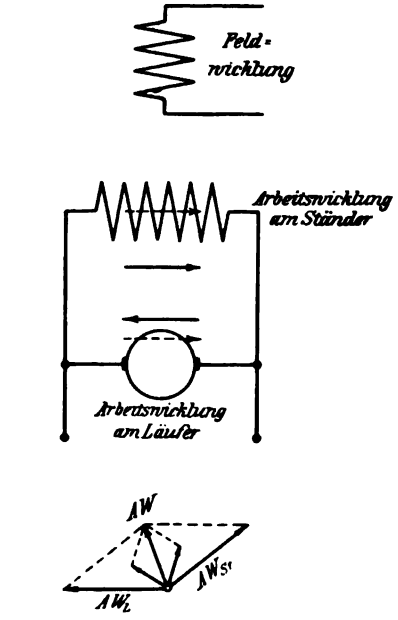


Fig. 239.

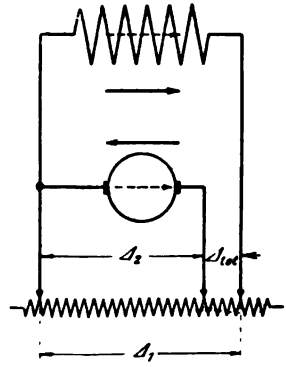


Fig. 240.

(siehe Fig. 240), so wird sich der Läufer so lange beschleunigen, bis durch die Rotation im Magnetfeld F die positive oder negative zusätzliche EMK. erzeugt wird. Die Stromaufnahme wird in der Ständer- und Läuferarbeitswicklung durch das erforderliche Drehmoment und durch das Feld F bestimmt. Die Kompensation ist aber stets vorhanden.

4. Die Differenz dieser „Spannungen pro Windung" — auf gleiche innere Wicklungsrichtung bezogen — ist proportional der wirksamen Arbeitsspannung Δ_{tot}, und für sie gilt die einfache Gleichung

(3) $$\Delta_{tot} = x_3 \cdot n F$$

darin ist x_3 eine Konstante.

Nehmen wir zur Vereinfachung der Betrachtungen an, daß der Ständer und der Läufer die gleiche wirksame Windungszahl haben, so gilt die einfache Beziehung:

$$\Delta_{tot} = \Delta_1 - \Delta_2,$$

worin Δ_1 die Spannung an der Ständerarbeitswicklung, Δ_2 die an der Läuferarbeitswicklung sei.

Da in der ruhenden Ständerwicklung nur die durch das Querfeld Φ induzierte EMK. herrschen kann, so ist

(4) $$\Delta_1 = x_4 \cdot \infty \cdot \Phi$$

x_4 ist wieder eine Konstante.

5. Nun können wir für irgendeine Spannung Δ_{tot} die Größen Δ_1 und Δ_2 beliebig einstellen. Allgemein gesprochen (siehe Elektrotechn. Zeitschr. 1908, S. 857 und S. 270 dieser Sammlung), können wir ein beliebiges „Kupplungsverhältnis" einstellen.

Setzt man Gl. (3) und (4) in Gl. (2) ein, so erhält man

$$x_2 n \cdot \frac{\Delta_1}{x_4 \cdot \infty} = x_1 \infty \frac{\Delta_{tot}}{x_3 \cdot n}$$

als Bedingung dafür, daß die Kurzschlußspannung gleich Null wird.

Einfacher geschrieben ergibt das:

(5) $$\frac{\Delta_1}{\Delta_{tot}} = \frac{x_1 x_4}{x_2 x_3} \cdot \left(\frac{\infty}{n}\right)^2 = K \cdot \left(\frac{\infty}{n}\right)^2.$$

Zu jedem Verhältnis $\frac{\Delta_1}{\Delta_{tot}}$ gehört also eine Geschwindigkeit, für die die Kurzschlußspannung Null wird,

und bei der der Wechselstromkommutatormotor genau so gut kommutiert wie eine kompensierte Gleichstrommaschine.

Wie dieses verschiedene Kupplungsverhältnis hergestellt wird, ist einerlei. Ein Weg ist in Fig. 241a und 241b dargestellt. Diese beiden Figuren zeigen, wie die gesamte Arbeitsspannung auf die beiden Arbeitswicklungen am Ständer und Läufer beliebig verteilt wird. 241a und 241b sind vollkommen identisch und unterscheiden sich nur in der Zeichnungsweise. In allen Figuren war angenommen, daß die innere Wicklungsrichtung der beiden Arbeitswicklungen die gleiche ist. Dieselbe ist durch die gestrichelten Pfeile ange-

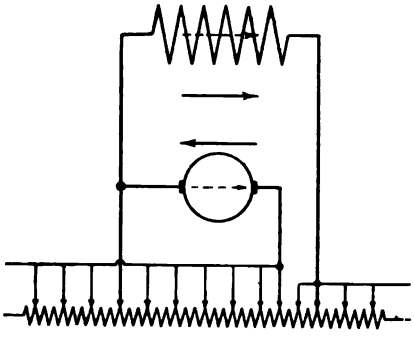


Fig. 241a.

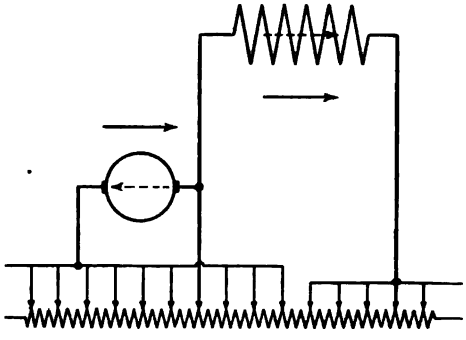


Fig. 241b.

deutet. Der Stromlauf, durch die starken Pfeile angedeutet, ergibt dann die Kompensation (Gegenschaltung). In Fig. 241a und 241b ist nun sowohl die innere Wicklungsrichtung als die Stromrichtung identisch. In einem Glied (im Ständer) sind beide Richtungen gleich, in dem anderen (im Läufer) entgegengesetzt.

In den ganzen bisherigen Betrachtungen ist nur angenommen, daß das Magnetfeld in Phase mit dem Arbeitsstrom ist; ob das durch eine Reihenschaltung der Magnetfeldwicklung mit einer der — oder beiden — Arbeitsstromwicklungen geschieht oder sonstwie ist gleichgültig.

Die Betrachtungen über die Kommutierung ändern sich im übrigen nicht wesentlich bei anderen Schaltungen, sei es Nebenschluß- oder Kompoundschaltung oder Erregung von außen.

6. Daß die bisherigen Überlegungen auch praktisch richtig sind, zeigt Fig. 242, die die für verschiedene Verhältnisse $\frac{\Delta_1}{\Delta_{tot}}$ aufgenommenen Spannungen zwischen den Erregerbürsten zeigt. Der Verlauf ist der gleiche wie der der Kurzschlußspannung. Sie wird nicht Null, weil der Ohmsche Abfall und die Verteilung der Wicklungen und Felder eine verwischende Rolle spielen, aber das Minimum prägt sich sehr deutlich aus (V-Kurve)[1]).

Für die Kurzschlußspannung selbst würden die V-Kurven einen noch spitzeren Charakter haben.

Man sieht aber ganz deutlich, wie man den Tiefpunkt von etwa 300 Touren bis 1000 Touren beliebig verschieben kann. Die Maschine ist 6polig, und zwar ist es die gleiche wie die in der Elektrotechn. Zeitschr. 1908, S. 857 (S. 270 dieser Sammlung) beschriebene; auch die Methode ist die gleiche. Der einzige Unterschied ist der, daß die Streuung in der Maschine durch zur Deckung bringen der Statorarbeitsamperewindungen mit den Rotorarbeitsamperewindungen (und zwar durch verkürzten Schritt am Läufer) möglichst verringert wurde.

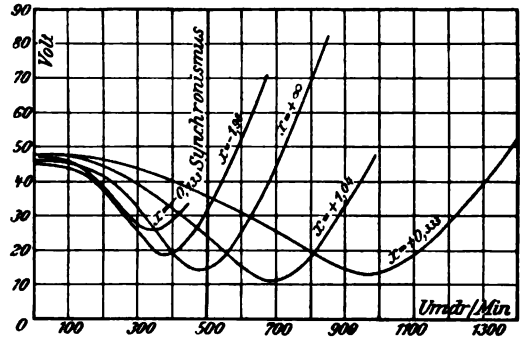


Fig. 242.

---

[1]) Der Zusammenhang zwischen dem Kupplungsfaktor x und den bisher genannten Größen ist sehr einfach:

$$x = \frac{\Delta_1}{\Delta_2} : \frac{N_{Stat}}{N_{Rot}},$$

worin N_{Stat} die wirksame Windungszahl der Statorwicklung, N_{Rot} die der Läuferwicklung ist. Demnach:

$$\frac{1}{x} = \frac{\left[1 - \frac{\Delta_{tot}}{\Delta_1}\right]}{\frac{N_{Rot}}{N_{Stat}}}$$

7. Aus diesen Betrachtungen folgt in einfacher Weise ein Überblick über die verschiedenen Wechselstrom-Kommutatormaschinen.

Alle Arten derselben können Reihenschlußerregung, Nebenschlußerregung oder Außenerregung besitzen. Die Erregung kann am Läufer oder Ständer oder an beiden Teilen erfolgen.

Was die Schaltung in der Arbeitsachse bètrifft, so gibt es drei Arten:

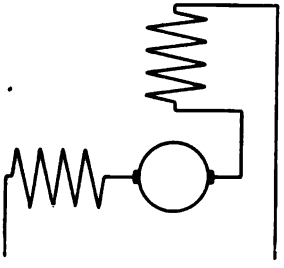


Fig. 243a.

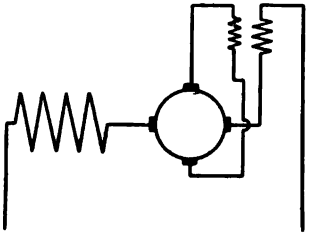


Fig. 243b.

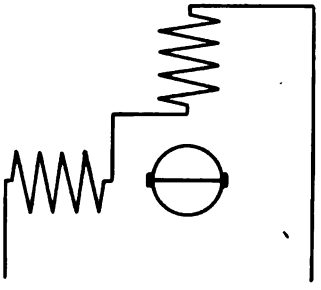


Fig. 244a.

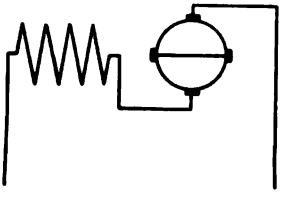


Fig. 244b.

a) Maschinen, bei denen die Arbeitsströme dem Läufer allein zugeführt werden:

$$\Delta_1 = 0\,,$$

siehe Gruppe I (Fig. 243a und 243b);

b) Maschinen, bei denen die Arbeitsströme dem Ständer allein zugeführt werden:

$$\Delta_1 = \Delta_{tot}\,,$$

siehe Gruppe II (Fig. 244a und 244b);

c) Maschinen, bei denen sowohl dem Ständer als dem Läufer Arbeitsströme zugeführt werden:

$$\Delta_1 < \text{oder} > \text{als } \Delta_{tot},$$

siehe Gruppe III (Fig. 245a und 245b).

Die Maschinen der Gruppen II und III besitzen ein „Querfeld".

Die Maschinen der Gruppe I (wozu unter anderen die gewöhnlichen Reihenschlußmotoren gehören) haben aufgehobene Kurzschlußspannung für $n = \infty$, da $\Delta_1 = 0$ ist.

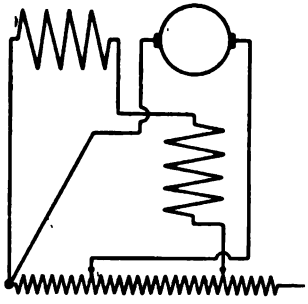


Fig. 245a.

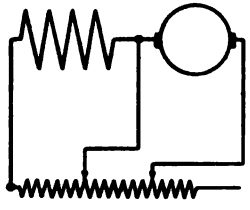


Fig. 245b.

Die Maschinen der Gruppe II haben volles Querfeld. Die Kurzschlußspannung ist aufgehoben bei $n = \infty$, weil $\Delta_1 = \Delta_{tot}$ ist.

Bei Maschinen der Gruppe III kann man ideale Kommutierungsbedingungen innerhalb eines weiten Geschwindigkeitsbereiches erreichen.

8. Wir besitzen Mittel, um die Kurzschlußspannung auch bei den Schaltungen der Gruppen I und II in einem weiten Bereich sehr klein zu machen. Diese Mittel sind sinngemäß auch auf Gruppe III anwendbar, wenn man $\frac{\Delta_1}{\Delta_{tot}}$ nur grobstufig ändern will.

Dreifach sind die Mittel:

α) Wir können — unabhängig davon, ob ein volles, teilweises oder gar kein Querfeld Φ vorhanden ist — wieder ein Wendequerfeld (Hilfsquerfeld) anordnen; die Spannung δ_1, die wir an dieses Hilfswindungssystem zu legen haben, hängt vom Verhältnis des Hilfsfluxes φ zu Φ und von der Windungszahl der Hilfsspule

ab. Innerhalb gewisser Grenzen wird es aber stets möglich sein ein δ_1 zu finden, für das die Bedingung gilt:

$$\frac{\delta_1}{\Delta_{tot}} = K_1 \cdot \left(\frac{\infty}{n}\right)^2.$$

Diese Wirkung ist nur durch die Sättigung und daher nur nach unten begrenzt; nach oben nicht. In der Tat kann man alle Tourenzahlen von $n = \frac{1}{2}\infty$ bis $n = \infty$ beherrschen. Dieses Mittel ist anwendbar sowohl für „gewöhnliche" Reihenmotoren, Gruppe I, als für Reihenquerfeldmotoren, Gruppe II und III. Auch bei anderen Schaltungen der Erregerwicklung versagen sie nicht.

β) Das zweite Mittel ist die örtliche Beeinflussung des Querfeldes durch Veränderung des magnetischen Widerstandes (Kommutierungslöcher u. dgl.) oder durch Bürstenverdrehung.

Die Beeinflussung des Querfeldes verändert die Konstante K bzw. K_1, verschiebt also den idealen Punkt. Die Bürstenverschiebung ist — wenigstens für Bahnen — ein praktisch unbrauchbares Mittel.

γ) Noch ein drittes Mittel haben wir; es ist so alt, wie die Kommutierung überhaupt; das sind die Widerstandsverbindungen. Durch diese heben wir die Kurzschluß-EMK nicht auf, wir drücken nur den Kurzschlußstrom herunter. Gleichzeitig müssen die Widerstandsverbindungen aber auch Arbeitsstrom führen und geben dauernd 2—3% Verluste. Ihre Gefahr liegt aber in den hohen Beanspruchungen, denen sie beim Durchgang unter der Bürste ausgesetzt sind und zwar — wenn kein Querfeld vorhanden ist — unabhängig von der Geschwindigkeit.

Die Segmentspannung ist auch bei diesen Maschinen begrenzt. Denn bei 15 Volt Wechselstrom bildet sich schon ein Lichtbogen. Wenn die Bürste zwei Segmentzwischenräume überdeckt, darf die maximale Segmentspannung also den Wert von 7,5 Volt nicht erreichen, das gibt eine mittlere Segmentspannung von rund 5 Volt.

Für den Lauf haben diese Widerstände um so weniger Berechtigung, als wir andere ausgezeichnete Mittel zur Verbesserung

der Kommutierung besitzen; für den Anlauf sind sie ein gefährliches Mittel.

9. Die Grenzen, die die Querfeldkommutierung besitzt, liegen unterhalb des Synchronismus, da die Sättigung des Eisens das Feld Φ bzw. φ einschränkt. Da in der Formel auch das Δ_{tot} im Zähler vorkommt, so können wir durch Ermäßigung von Δ_{tot}, das heißt — da $\Delta_{tot} = x_s\, n \cdot F$ — durch Herabsetzung von F den Bereich der günstigsten Kommutierung auch nach unten erweitern. Das geschieht durch den männiglich bekannten Erregertransformator.

In der Tat stellt dieser neben den Widerstandsverbindungen das einzige Mittel dar, die Kommutierung bei den kleinen Geschwindigkeiten, das heißt im Anlauf zu beherrschen.

Beide Mittel sind für alle Typen verwendbar. Bei Anwendung eines Erregertransformators wird das Feld im Anlauf im allgemeinen um 30—40% geschwächt; es stellt ein außerordentlich betriebssicheres Mittel dar, da die Steigerung des Arbeitsstromes bei den kleinen Geschwindigkeiten, wo die Stromwendespannung nur sehr klein ist, keine Rolle spielt. Namentlich für lange Anfahrperioden ist also der Erregertransformator vorzuziehen, und in allen Fällen ist er ein betriebssichereres Mittel als Widerstandsverbindungen.

10. Setzen wir das Stromwendefeld und das Querfeld zusammen, so erhalten wir das totale Kommutierungsfeld (siehe Fig. 246). Wir sind also von $n = 0{,}3$ und $0{,}4\,\infty$ bis $n = \infty$ in der Lage, die Kommutierung ideal zu gestalten; unterhalb dieses Bereiches können wir nur die Feldstärke schwächen oder Widerstandsverbindungen anwenden und dadurch die Kurzschlußverluste in gewollten Grenzen halten.

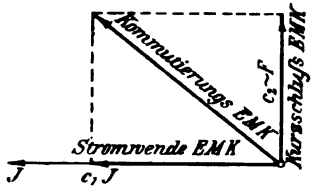


Fig. 246.

11. Um nun zu zeigen, was unsere Überlegungen bezüglich der Motoren bedeuten, wollen wir wirkliche Maschinen betrachten.

Wir wollen uns die schwierigste Aufgabe stellen: Eine Güterzugsmaschine mit direkt antreibenden Motoren, die einerseits bis

12 000 kg dauernde Zugkraft bei kleiner Geschwindigkeit geben soll, anderseits 70—80 km Geschwindigkeit in der Ebene mit Zügen bis 400 t entwickeln kann.

Wir wollen die Maschine für 15 und 25 Perioden betrachten, und zwar auf der Basis ganz gleicher Zugkraft- und Geschwindigkeitsverhältnisse, auch bezüglich des Verhältnisses der erreichbaren Zugkräfte zu den durch die Adhäsion begrenzten.

Die Verhältnisse werden für die 25 Perioden um so günstiger, wenn nur auf die Erreichung der Adhäsionsgrenze, nicht aber auf das Überschreiten Gewicht gelegt wird, oder wenn für den Antrieb Zahnräder ins Auge gefaßt werden.

Unvergleichlich einfacher ist auch der Fall des reinen Schnellzugsbetriebes.

Wir werfen die aktiven Eisen-, Kupfer- und Kollektormaße für je eine Maschine für 15 und 25 Perioden für 15 000 Zugkraft maximal, 12 000 kg dauernd bei 0—40 km und maximal 70—80 km bei 3000 kg Zugkraft aus:

Die erste ist mit 12, die zweite mit 20 Polen gebaut. Die Segmentspannungen sind gleich, also auch die Kurzschlußverluste während der ganzen Dauer der Anfahrt.

Es ist ganz einerlei, in welcher Schaltung — ob nach Gruppe I, II oder III — die Maschine später läuft; der Anlauf ist gleich. Wir könnten in jedem Fall Widerstände anwenden; wir vermeiden jedoch besser dieses Mittel wegen der langen Anfahrperioden. Wir können in allen Fällen das Mittel der Feldschwächung anwenden und mit sehr geringem Anfahrfunken auskommen. Bald nach der Anfahrt können wir mittels örtlicher Wendespulen oder mittels der Kompensationswicklung ein starkes Wendefeld einstellen, das wir sodann jeder Geschwindigkeit anpassen können.

All das ist unabhängig von der Zugehörigkeit zur Gruppe I, II oder III.

In den Entwürfen ist Erregung durch die Läuferwicklung vorausgesetzt.

Man könnte in beiden Fällen die Erregerwicklung am Ständer anordnen; man braucht dann mehr Kupfer und bekommt eine

größere wattlose Spannungskomponente. Man muß dann ein Kompromiß zwischen Luftspalt und cos φ machen.

	15 Perioden 12 Pole	25 Perioden 20 Pole
Luftspalt einseitig	3 mm	3 mm
Statorblechdurchmesser	1950 „	2000 „
Statorbohrung	1620 „	1720 „
Totale Eisenbreite	430 „	390 „
Kollektordurchmesser	1500 „	1500 „
Kollektorbreite	330 „	470 „
Totale Bürstenzahl	84	148
	= 60 + 24	= 100 + 48
Watt/qdm	76	95,5
Segmentspannung	5,07 Volt	5 Volt
Aktives Eisengewicht	5400 kg	4140 kg
Kupfer im Stator und Rotor	1215 „	885 „
Kupfergewicht im Kollektor	390 „	550 „
Motorgewicht komplett	12 900 „	11 800 „

Man sieht, daß die beiden Maschinen bezüglich ihrer Eisengewichte ungefähr gleich sind, daß die 15-Perioden-Maschine mehr Wicklungskupfer und einen kleineren Kommutator besitzt (vgl. Tabelle). Im ganzen sind die Gewichte gleich und ebenso die Nutzeffekte, Erwärmungsverhältnisse und Leistungsfaktoren, und als einziger wesentlicher Unterschied verbleibt die erhöhte Bürstenzahl und größere Kollektoroberfläche der 25-Perioden-Maschinen gegenüber den 15-Periodenmaschinen. Das ist aber der einzige Unterschied, denn die Anfahrverhältnisse wurden ausdrücklich ganz gleich gestaltet. Die Maschinen geben die gleichen Zugkräfte bei gleichen Anfahrverlusten und gleichem Anfahrfeuer. Beide Maschinen können die Räder zum Schleifen bringen, das heißt in der gleichen Weise überlastet werden. Für 25 Perioden spricht noch der Umstand, daß nach den bisherigen kargen Versuchsresultaten mit 15 Perioden voraussichtlich weniger Zugkraft erzielt werden kann, weil die Adhäsionsgrenze früher erreicht wird.

Die Maschinen ohne Ankererregung mit oder ohne Querfeld werden für die größere Polzahl ungünstiger; ihre Vertreter neigen also zu niedrigeren Periodenzahlen. Alle Maschinen, auch die Maschinen mit Arbeitsspannung am Ständer allein und Arbeitsspannung am Ständer und Läufer, sofern sie keine Ankererregung haben, werden besser für niedrigere Periodenzahlen, das heißt geringere Polzahlen; brauchbar für höhere Polzahl, also höhere Periodenzahl, werden sie erst, wenn sie Ankererregung besitzen.

Den einfachsten Aufbau von Motor und Schaltapparaten besitzt die Gruppe II; sie hat nicht nur die kleinsten Ströme, sie hat auch die geringste Zahl von Kabeln. Hingegen muß man bei dieser Schaltung Wendespulen anwenden, wenn man einen großen Bereich guter Kommutierung erzielen will. Bei Gruppe I ist nur durch solche Wendespulen gute Kommutierung zu erzielen, während Gruppe III automatisch richtige Kommutierung ergibt. Man muß aber bei Gruppe I und III die Ströme der Ankerarbeitskreise schalten, und diese sind sehr groß. Zu einem vollkommenen Anlauf gehören bei allen drei Gruppen Änderungen der Erregerwindungszahl im Verhältnis zur Arbeitswindungszahl (am einfachsten durch den Erregertransformator). In allen Fällen ist Ankererregung vorzuziehen. Sie ist am einfachsten bei Gruppe II anwendbar. Dort ist die Kurzschluß-EMK. unter der Erregerbürste stets Null. Bei der Anwendung auf Gruppe I und III muß man besondere Mittel zur Beeinflussung der Kurzschluß-EMK. unter den Erregerbürsten anwenden. Hingegen ist die Stromwende-EMK. an den Erregerbürsten praktisch so klein, daß sich besondere Stromwendefelder erübrigen.

Geht man mit der Periodenzahl über 25 hinaus, so kommt man bald an die Grenze, wo man das Eisen mit Rücksicht auf die Sättigung zu dimensionieren hat und die Maschinen immer schwerer werden.

II.

Bei den Generatoren haben wir folgendes zu beachten: Wir haben es mit einphasiger Last zu tun (auch wenn Mehrphasengeneratoren und auf die einzelnen Phasen verteilte Einphasen-

bahnnetze verwendet werden sollten; denn auch dann kann und wird der Generator unsymmetrisch belastet sein); wir haben ferner große Stöße zu gewärtigen und zeitweise auch Kurzschlüsse. Diese Kurzschlüsse werden um so heftiger, je niedriger die Periodenzahl. Die unsymmetrische Last gibt ein doppelt periodisches Ankerrückwirkungsfeld, das durch eine Dämpferwicklung aufgehoben werden kann. Es wird um so größer, je größer die Polteilung ist. Je größer die Polteilung, desto empfindlicher wird auch die Maschine gegen Stöße, weil dann die Wickelköpfe länger sind und die Beanspruchung bei plötzlichen Stößen wächst. Wir haben, ebenso wie die Dämpferwicklung für einphasige Generatoren seit langen Jahren bekannt ist, seit der Zeit, wo hochtourige Maschinen aufgekommen sind, auch gelernt, die Köpfe zu befestigen. Schon an dem Umformer, der die Spindlersfelder Bahn trieb, wurden Ende 1903 die Köpfe befestigt und damit die schädlichen Beanspruchungen beseitigt.

Streuung, Ankerrückwirkung und Beanspruchung der Wickelköpfe steigen mit der Polteilung. Diese aber ist $b = \frac{u}{2\infty}$, das heißt proportional der Umfangsgeschwindigkeit u und verkehrt proportional der Periodenzahl.

Wenn die Streuung kleiner wird im Verhältnis zum Ohmschen Widerstand, fällt nicht nur die Impedanz, es wird auch der Kosinus des Winkels φ, den die Impedanz mit dem Ohmschen Abfall einschließt, größer und die Kraft, die dem $\cos\varphi$ proportional ist, abermals vergrößert.

Nun haben wir für all dies Mittel. Wir bauen Maschinen mit hoher Streuung oder schalten Drosselspulen vor und halten die Spannung durch Tirrill-Regulatoren oder Kompoundierungsanordnungen, die beim Kurzschluß ab- oder sogar gegengeschaltet werden können; im ersten Augenblick würde übrigens weder Tirrill-Regulator noch die Kompoundierung wirken. Aber soviel steht fest, daß die 15-Perioden-Generatoren je nach der Größe um 30—20% schwerer und teurer werden müssen als die für 25 Perioden, und daß die Dampfturbinen in vielen Fällen bei 15 Perioden mit kleinerer Tourenzahl gebaut werden müssen.

Zum Beispiel ist:

KW	n	Perioden	Gewicht des kompletten Dampfturbinen-Generators kg	Gewicht pro KW kg
10 000	750	25	412 000	41
10 000	450	15	630 000	63[1])
8 000	750	25	370 000	46
8 000	900	15	360 000	45
2 500	1500	25	119 000	45
2 500	900	15	245 000	98[1])

Man wird also in vielen Fällen bedeutend schwerere und teurere Turbinen in Kauf nehmen müssen oder kleinere Einheiten wählen, was den Preis der Gesamtanlage ungünstig beeinflußt. Bei Wasserzentralen sind die Verhältnisse der Generatoren ganz ähnliche; die Wasserturbinen selbst lassen sich hingegen den verschiedenen Tourenverhältnissen leichter anpassen.

III.

Ein Mehrgewicht ergibt sich auch für die Transformatoren in der Zentrale, in den Unterstationen und auf den Fahrbetriebsmitteln. Bei 25 Perioden geht man schon mit B_{max} bis 16 000; bei 15 Perioden kann man mit Rücksicht auf die Sättigung kaum höher als bis $B_{max} = 18\,000$ gehen.

Wählt man geringere Sättigung, so fällt der 15-Perioden-Transformator im Vergleich mit dem 25-Perioden-Transformator günstiger aus, aber die absoluten Preise werden höher. Bei rationellem Entwurf wird der Preis von Transformatoreneinheiten von 500—2000 KW bei 15 Perioden etwa das 1,3- bis 1,35fache des Preises bei 25 Perioden sein.

IV.

Wesentliche Ersparnisse können durch Erniedrigung der Periodenzahl nur in der Leitungsanlage erzielt werden, jedoch nur bei Fernstrecken; in dichten Netzen nicht.

[1]) Für höhere Tourenzahlen nicht mehr baufähig.

Wählt man die Transformatorstationspunkte aus verkehrstechnischen und örtlichen Gründen, so werden Ersparnisse nur in der Leitungsanlage auftreten können und wegen der geringeren Impedanz der Speise- und Bahnleitungen. Eingehende Rechnungen haben bei Vergleich von 25 und 15 Perioden für größere Strecken etwa 15—20% Kupferersparnis ergeben, was etwa 4—5% der Beschaffungskosten des Leitungsnetzes bedeutet. Dies wird aber zum Teil durch die höheren Kosten der Transformatoren aufgewogen. Behält man dagegen das Kupfer bei und ändert die Zahl der Transformatorstationen um, so kann man im ganzen 7—12% an den Transformatorstationen sparen. In den meisten Fällen ist das jedoch untunlich[1]).

Wir sehen also, daß wir an der Leitungsanlage mit abnehmender Periodenzahl sparen. Die Transformatoren in der Zentrale, auf der Strecke, auf den Fahrbetriebsmitteln werden aber mit abnehmender Periodenzahl schwerer und teurer. Ebenso werden die Generatoren im allgemeinen teurer und schwerer, und die Wahl der Einheiten wird meistens einige Unbequemlichkeiten bei 15 Perioden ergeben, die bei 20 oder 25 Perioden vermieden werden können. Selten nur wird es umgekehrt sein. Die Wirkung der betriebsmäßigen Stöße und Kurzschlüsse vor allem auf die Generatoren, dann aber auch auf die Transformatoren und Ölschalter wird mit abnehmender Periodenzahl rasch größer. Wenn diese Wirkungen auch von solcher Größenordnung sind, daß wir sie mit den bekannten Mitteln der Technik vollkommen beherrschen, so unterliegt es doch keinem Zweifel, daß sie bei 25 Perioden wesentlich leichter zu beherrschen sind als bei 15 Perioden.

Bezüglich der Motoren gibt es kein System für 15 Perioden. Alle Arten von Wechselstrom-Kollektormotoren sind bequemer bei 15 Perioden zu bauen, ebenso wie es leichter ist, einen guten Gleichstrommotor für 500 Volt als für 1000 oder 1500 Volt zu bauen. Nur manche Arten von Wechselstrom-Kollektormotoren lassen sich schwerer für höhere Periodenzahlen bauen; das ist der Unterschied.

---

[1]) Ich werde diese Verhältnisse genauer in einer anderen Veröffentlichung behandeln.

Zusammenfassung.

Die Arbeit befaßt sich mit der Untersuchung des Einflusses der Periodenzahl auf die Stromerzeuger, Transformatoren, Leitungen und vor allem die Motoren der Einphasen-Wechselstrombahnen. Dieser Einfluß drückt sich in den Anlage- und Betriebskosten aus und ist insofern auch wichtig, als bei der Wahl der Perioden nicht nur auf die Bahnanlage selbst, sondern auch auf die sonstigen aus dem gleichen Kraftwerk Strom beziehenden Anlagen Rücksicht zu nehmen ist.

Diskussion.

Herr **Reichel:** M. H.! Es war mir sehr interessant, die Ansichten des Herrn Dr. Eichberg hinsichtlich der Periodenzahl näher kennen zu lernen. Ich glaube, wir können alle Herrn Dr. Eichberg dankbar dafür sein, daß er sich die Mühe gegeben hat, zur Aufklärung der Frage beizutragen. Aber wie das so zu gehen pflegt, kann man natürlich über verschiedene Punkte, die sich in seinen Betrachtungen darboten, auch verschiedener Ansicht sein, namentlich dann, wenn man, wie Herr Eichberg im Anfange gesagt hat, die Frage mehr vom praktischen als vom theoretisch-technischen Standpunkte betrachtet. Wenn die Frage der Periodenzahl wirklich so einfach zu lösen wäre, wie es nach der heutigen Auseinandersetzung der Fall zu sein scheint, dann würde ja nicht die Zahl der Ausführungen von Wechselstrombahnen bei 15 bzw. 25 Perioden heute so ziemlich die gleiche sein, sondern dann würden von vornherein alle Leute sich gesagt haben: Warum sollen wir denn von der Zahl 25 abweichen und eine niedrigere wählen? Die Westinghouse-Company, die eigentlich bis heute die meisten Ausführungen von Wechselstrombahnen aufzuweisen hat, hat jetzt nahezu 1000 Meilen Bahnen im Betriebe, und zwar, wie in der Regierungskommission vor $1^1/_2$ Jahren festgestellt wurde, einige besonders gute 15-Perioden-Betriebe.

Die Westinghouse-Company hat einen Teil ihrer Bahnen mit 25 Perioden ausgeführt, und zwar überall da, wo sie bereits durch andere Bedürfnisse, die an Ort und Stelle vorlagen, dazu gezwungen war, besonders aber an solchen Stellen, wo Kraftwerke mit 25 Perioden schon existierten. Dagegen an solchen Stellen, wo sie wählen konnte und auch vielfach Kraft für andere Zwecke abgegeben hat, hat sie sich doch lieber zu der Wahl von 15 Perioden entschlossen. Die Company bevorzugt auch, wie mir seinerzeit ausdrücklich gesagt wurde, durchaus die Zahl von 15 Perioden. Ich wollte hiermit nur sagen, daß, wenn die Frage der Periodenzahl wirklich so einfach zu beantworten wäre, ohne weiteres auch die Westinghouse-Company auf den Weg der 25 Perioden getreten sein würde, während sie doch heute im wesentlichen 15 Perioden vorzieht. Nun sind mir bei der Auseinandersetzung des Herrn Eichberg folgende Punkte noch zweifelhaft geblieben; ich glaube deshalb noch einige Fragen stellen zu sollen:

1. Bei der Tabelle ist mir nicht ganz klar zum Bewußtsein gekommen, welche von den Motorgruppen der Berechnung zugrunde gelegt ist, die Gruppe a, b oder c, oder ob die Berechnung für alle drei Gruppen a, b und c gültig sein soll.

2. Welche Bürstenbreite ist zugrunde gelegt worden?

3. Ist dabei angenommen, daß der Motor wesentlich für Anfahrbetriebe dienen soll, für Rangierbetrieb oder für durchlaufenden Betrieb?

4. Ist davon die Rede gewesen, daß bei Einbau von Widerständen 2—3% Energie — allerdings nicht bei dieser Berechnung; bei der vorangegangenen Besprechung ist das erwähnt worden — verloren ging? Das ist aber nach dem, was an verschiedenen Motoren festgestellt worden ist, nicht ganz zutreffend. Denn wenn man den Einbau von Widerständen vermeidet, steigt die Kurzschlußenergie, und wenn man Widerstände einbaut, ist wohl die Energie, die in den Widerständen vernichtet wird, vorhanden, aber der Wirkungsgrad ist nicht wesentlich schlechter, jedenfalls nicht 2—3% schlechter, als wenn die Widerstände fortgelassen werden. Das Einbauen von Widerständen hat tatsächlich in vielen Fällen die Verhältnisse wesentlich gebessert. In Amerika ist eine ganze Anzahl von Motoren mit eingebauten Widerständen ausgeführt, die keine Schwierigkeiten im Betriebe ergeben haben.

Dann möchte ich zu der Tabelle die Frage stellen: Ist bei der Zahl von 15 oder 25 Perioden der Einbau von Widerständen in Aussicht genommen oder nicht? Es läßt sich der Motor von 15 sowohl wie der von 25 Perioden ohne Widerstände ausführen. Vom praktischen Standpunkte aus würde mir der Motor links lieber sein, weil er nur von 84 Bürsten Kohlenstaub entwickelt, während der Motor rechts von 148 Bürsten Kohlenstaub entwickelt. Der Kohlenstaub ist eine so unangenehme Zugabe für solche Wechselstrommotoren, daß man gut tut, mit der Zahl der Bürsten so sparsam wie möglich umzugehen. Ferner habe ich bei dem Motor links nur 84 Bürsten zu unterhalten, und auch die Kommutatorunterhaltung würde billiger ausfallen, wenn der Kommutator schmäler ist. Der Motor rechts scheint mir in seinen Eisenteilen etwas zu schwach gewählt zu sein. Ich glaube, es wird sehr schwierig sein, die nötige mechanische Festigkeit zu geben. Elektrisch werden die Abmessungen wohl zutreffen, aber in mechanischer Hinsicht zweifle ich an der genügenden Festigkeit. Man muß immer berücksichtigen, daß Bahnmotoren fortwährend Stößen und wesentlich schwereren Beanspruchungen ausgesetzt sind wie die stationären Motoren.

Dann habe ich eigentlich bedauert, daß Herr Eichberg über die Frage der induktiven Spannungsabfälle in der Leitungsanlage so rasch hinweggegangen ist. Meines Erachtens sind die Ersparnisse, die bei der Herstellung der Leitungsanlage bei 15 Perioden entstehen, ziemlich erheblich, unter Umständen so erheblich, daß sie die Mehrausgaben an Kapital, die ein Kraftwerk bzw. die Transformatoren tatsächlich erfordern können, aufheben. Man wird das nicht a priori allgemein entscheiden können, sondern von Fall zu Fall feststellen müssen: welche Mehrausgaben entstehen durch die Ausrüstung des Kraftwerkes mit 25 Perioden, und welche Verbilligung entsteht, wenn die Leitungsanlage für 15 Perioden hergestellt wird. Schließlich ist die ganze Frage mehr eine Betriebskostenfrage, und ich glaube, daß es vor allem anderen von der allergrößten Wichtigkeit ist, solche Betriebsmittel und Fahrzeuge zu bauen, bei denen die Unterhaltung der Motoren die geringsten Kosten verursacht. Aus diesem Grunde neigen die Siemens-Schuckert-

Werke speziell für solche Bahnen, die wesentlich Anfahrbetrieb haben, sich mehr der Zahl 15 zu, während sie beispielsweise für Bahnen, bei denen sehr große Stationsentfernungen vorkommen, z. B. von Rotterdam nach Haag, auch ganz ruhig 25 Perioden anwenden. Bei solchen Bahnen, bei denen notabene die Kommutatoren überhaupt nicht geschmirgelt werden — so gut laufen sie —, kann man die 25 Perioden schließlich auch zur Anwendung bringen, während z. B. bei Hoch- oder Stadtbahnen vielleicht doch die Wahl einer Periodenzahl von 15 günstiger sein wird. Im allgemeinen bevorzugen die Siemens-Schuckert-Werke letztere Frequenz.

Herr **Fleischmann:** Herr Prof. Reichel hat erwähnt, daß man sich für 15 Perioden entscheiden müßte, weil in Amerika hauptsächlich 15 Perioden eingeführt worden sind. Stellen wir eine kleine historische Betrachtung an, so werden wir sehen, daß das noch kein Grund ist, diese Zahl zu wählen. Wir wollen uns fragen: Warum sind seinerzeit in Amerika 25 periodige Zentralen gebaut worden? Die Antwort kann ich Ihnen geben. Es ist dies geschehen, weil man gesagt hat: für 50 Perioden ist es unmöglich, einen rotierenden Umformer von über 300 KW für 110 Volt zu bauen. Heute läuft die ganze Elektrizitätsversorgung der Stadt Berlin mit 50 Perioden, bei einer Maximalleistung der Umformer von 1500 KW. Ich glaube also, daß das Argument, daß man den Amerikanern folgen müßte, nur deswegen, weil sie gegenwärtig 15 Perioden ausführen, nicht durchschlagend ist.

Herr **Reichel:** Ich habe gar nicht behauptet, daß wir zur Wahl von 15 Perioden schreiten müßten, weil die Amerikaner 15-Perioden-Zentralen gebaut haben. Ich habe es nur als Beispiel dafür angeführt, daß die Frage nicht so leicht zu entscheiden ist.

Herr **Eichberg,** Vortragender: Ich möchte zuerst auf die Ausführungen des Herrn Prof. Reichel zurückkommen. Es ist, soweit meine Kenntnis reicht, Tatsache, daß wenigstens auf dem Kontinent die Zahl der ausgeführten Anlagen mit 25 Perioden und die Zahl der ausgeführten PS weitaus überwiegend sind gegenüber der Zahl der mit 15 Perioden ausgeführten Anlagen. Ich weiß nicht genau, wie das Verhältnis in Amerika ist, das wird vielleicht der eine oder der andere der Herren wissen. Aber Tatsache ist, daß die Amerikaner, als wir in Europa anfingen, 25 Perioden zu wählen, diesen 25 Perioden zu folgen suchten und wahrscheinlich durch ihre Erfahrungen dazu getrieben worden sind, mit Rücksicht auf ihre Widerstandsverbindungen von diesen 25 Perioden die Finger zu lassen. Würden Widerstandsmotoren eine Vergrößerung der Periodenzahl ermöglichen, dann würden auch die Amerikaner ohne weiteres die 25 Perioden gewählt haben. Aber wenn Motoren keine Querfeldkommutierung und keine Kompensation der Ankerrückwirkung besitzen und mit 25 Perioden betrieben werden sollen, so muß man zwischen zwei Dingen ein Kompromiß schließen, zwischen dem $\cos\varphi$ und dem Luftspalt, und der Luftspalt ist dasjenige, woran man bei Bahnmotoren am wenigsten rühren darf. Ich behaupte, daß die Amerikaner, die Westinghouse-Company vor allen Dingen, von 25 auf 15 Perioden heruntergegangen sind, weil sie mit Widerstandskommutierung arbeiten und bei ihren Verhältnissen, bei 25 Perioden, nicht genügend große Luftspalte bzw. viel zu schlechte $\cos\varphi$ erzielen können. Übrigens hat die größte Anlage, die die Westinghouse-Company gebaut hat, die Newhavenbahn, soweit mir bekannt, ohne Veranlassung 25 Perioden gewählt. Es stimmt also nicht ganz, was Herr Prof. Reichel gesagt hat. Außer-

dem glaube ich, wenn auf irgendeinem Gebiet wir Europäer den Amerikanern nicht nachlaufen dürfen, ist es auf dem der Wechselstrombahnen. Denn wir sind viel mutiger gewesen. Obwohl wir auf dem Gebiet der Straßenbahnen nachgeeilt sind, sind wir auf dem der Vollbahnen viel weiter, und ich behaupte, daß europäische Firmen viel bessere Motoren bauen, welche Namen die Firmen auch immer haben mögen, als die Amerikaner.

Was die weitere Frage des Herrn Prof. Reichel betrifft, so kann ich auf sie präzise antworten: Die Maschinen, die ich dort angegeben habe, sind so gewählt, daß sie nach Schaltung a, b und c laufen können. Beide Maschinen haben eine Bürstenbreite von 10,5—11 mm, sie beide sind für Anfahrbetrieb, und zwar gleichartige Anfahrverhältnisse und gleiche Anfangsverluste berechnet. Beide Maschinen sind ohne Widerstände gedacht, könnten jedoch ebensogut solche erhalten, ohne daß der Vergleich gestört würde. Die Kurzschlußenergie ist, da, wie ich gesagt habe, die Anfahrverhältnisse gleich gewählt sind, die gleiche. Die 2—3% Verluste beziehen sich darauf, daß man keinen Strom durch einen Widerstand schicken kann, ohne daß dabei Verluste entstehen; sie drücken also nicht nur den Nutzeffekt um 2—3%, sondern um mehr als das, namentlich wenn sie mit geschwächtem Felde und verstärktem Arbeitsstrom laufen. Aber ich lege darauf kein besonderes Gewicht. Natürlich ist der Vergleich richtig. Ich habe ihn so gezogen, wie er am ungünstigsten bei 25 Perioden herauskommt. Wir haben bei 25 Perioden eine größere Zahl von Bürsten; ich befürchte aber nicht, daß diese Verhältnisse so sind, daß wir sie nicht durch eine rationelle Methode der Staubabsaugung beherrschen könnten. Außerdem kommt viel mehr in Frage die richtige Härte der Bürsten und die richtige Härte des Kollektorkupfers; es ist das keine Frage, welche die gesamten Betriebskosten auch nur um merkliche Prozente beeinträchtigen könnte. Ich habe den Vergleich ganz korrekt geführt und habe gerade diesen Punkt der Betriebskosten mit Rücksicht auf die Kollektorerhaltung und die Bürstenabnutzung klar hervorgehoben.

Was das Abschmirgeln betrifft, so hängt das nicht von der Kommutierung allein ab; wenn Kohlenbürsten auf Kupfer genügend lange laufen, so ergeben sich, weil der Druck sich ungleichartig verteilt und keine Möglichkeit gegeben ist, die ganze Kollektorfläche gleichmäßig zu belasten, mechanische Ungleichheiten, welche bei einem Betriebe nach 20 000 km, bei einem anderen nach 30 000 km in die Erscheinung treten. Das Abschleifen gibt keine wesentlichen Kosten, und jede Betriebsleitung, die ihre Maschinen, ohne sich darum zu kümmern, laufen läßt, würde bemerken, daß sich die Maschine bald ausläuft.

Ich kann den Bemerkungen meines Kollegen Fleischmann hinzufügen, daß wir beim Konverter glücklicherweise den Amerikanern nicht gefolgt sind. Das ist der Grund, weshalb wir verhältnismäßig leicht Dampfturbinen einführen können. Wenn Sie selbst Ihre Blicke in das Rheinland werfen, werden Sie finden, daß verschiedene große Gewerke ihre 25periodigen Anlagen hinauswerfen, um 50periodige einzuführen, und das nur, um bequeme und billige Dampfturbinen anschaffen zu können.

Herr **Richter**: M. H. Es ist doch auffallend, daß sich die Elektrotechniker über die Periodenzahl beim Einphasenbahnsystem nicht einigen können.

Herr Dr. Eichberg hat die Vorzüge des 25periodigen Wechselstromes geschildert, und im wesentlichen stimme ich mit ihm, wenigstens soweit es die Vor-

züge betrifft, überein. Dagegen erkennt man schon aus der Tabelle die Nachteile bei 25 Per/sek; man erkennt, daß 15 Perioden für den Motor wesentlich vorteilhafter sind. So z. B. beim Vergleich der Bürstenzahl, worauf Herr Prof. Reichel schon hingewiesen hat. Ich glaube, die Zahlen sind noch nicht ganz korrekt; denn wenn man die Frequenz von 25 auf 15 ändert, müßte doch die Zahl der Bürsten ebenfalls im Verhältnis von 25 : 15 reduziert werden. Das ist in der Tabelle nicht ganz der Fall; bei 25 Per/sek müßten wir etwa 160 Bürsten bekommen. Wenn in beiden Fällen dieselbe EMK. der Ruhe zugelassen wird, müßte die Windungszahl des Ankers im umgekehrten Verhältnis der Periodenzahlen steigen, ebenso der Strom und die Bürstenzahl. Aber selbst aus dieser Zusammenstellung erkennt man doch die Vorzüge von 15 Perioden für das Fahrzeug. Diese Vorzüge liegen hauptsächlich in der hohen Betriebssicherheit, denn es sind weniger Bürsten vorhanden, es gibt weniger Bürstenfeuer, der Kollektor ist schmäler, und wenn es sich um einen Motor handelt, bei dem im Ankerstromkreis gesteuert wird, dann sind die Stromstärken, die zu durchbrechen sind, geringer, und damit erhält man eine größere Betriebssicherheit auch bei den Schaltapparaten.

Hiernach wäre die Frage, welche Periodenzahl bei Bahnanlagen zu wählen ist, lediglich eine Antwort darauf: Wie hoch schätze ich die größere Betriebssicherheit der Fahrzeuge ein gegenüber den Vorteilen, die der 25periodige Wechselstrom vor dem 15periodigen sonst bietet? Die Frage wäre vielleicht nicht so schwer zu entscheiden, wenn jetzt nicht noch die Interessen des Elektrotechnikers in Frage kämen, die dem System, das er verteidigt, entsprechen. Beim Reihenschlußmotor ist es zweifellos die niedrige Frequenz, die die Vorzüge bietet. Denn dem Elektrotechniker ist es gleichgültig, ob die Maschinen in der Zentrale etwas teurer werden oder nicht; er bekommt sie ja doch bezahlt, wenigstens solange es sich um die Elektrisierung der Staatsbahnen handelt, wo Betriebssicherheit die Hauptrolle spielt. Also der Elektrotechniker wird sich sagen: ich ziehe eine niedrigere Periodenzahl vor, dann sind meine Motoren betriebssicher, ich habe weniger Anstände.

Nun vertritt aber Herr Dr. Eichberg ein System, bei dem meines Erachtens der Motor mit 15 Perioden sehr schlecht wegkommt, und zwar aus folgendem Grunde: Die Vorzüge, die in der Verringerung des Ankerstromes und der Zahl der Bürsten liegen, sind bei dem Motor von Herrn Dr. Eichberg im wesentlichen dieselben wie beim Reihenschlußmotor. Nun muß aber jener Motor mit einer Tourenzahl laufen, die dem Synchronismus entspricht, das heißt, bei niedriger Periodenzahl muß auch die Polzahl verringert werden. Dadurch bekommt man viel höhere Joche, schwere Motoren, teuere Motoren und auch große Verluste, weil ja bei derselben Induktion das Eisengewicht größer ist und somit auch die Eisenverluste größer werden.

Nun wird Herr Dr. Eichberg vielleicht erwidern: wenn er bei der Gruppe c dem Anker eine gewisse Spannung zuführt, kann er auch die Polzahl innerhalb gewisser Grenzen willkürlich wählen, er kann eine hohe Polzahl anwenden. Tut er dies und erregt die Maschine vom Anker aus, wie bei Fig. 244b, dann wird ein heftiges Bürstenfeuer an den Erregerbürsten die Folge sein. Dieses heftige Bürstenfeuer, das in keinem Verhältnis zu dem Feuer eines solchen Reihenschlußmotors steht, der keine Einrichtung zur Funkenunterdrückung aufweist, läßt sich einschränken, wenn im Stator an der Stelle, wo sich die Erregerbürsten befinden, die Statorbleche ausgespart werden, so daß das Feld an dieser Stelle verschwindend

klein wird. Dadurch wird aber der Erregerfluß in seinem wirksamsten Teile geschwächt; die Leistung der Maschine geht beträchtlich herunter. Ich meine, das sind Gründe genug, für 25 Perioden einzutreten, wenn man ein System vertritt, bei dem die Erregung vom Anker aus erfolgt. Andererseits sind Gründe genug vorhanden, um beim Reihenschlußmotor für 15 Perioden einzutreten. Bevor man eine bestimmte Periodenzahl festlegt, müßte man sich über ein Motorsystem einigen. Solange man dies nicht tut, wird man auch nie darüber einig werden, welche Frequenz für Wechselstrombahnen die günstigste ist.

Ich möchte noch auf einen Punkt zurückkommen. Herr Dr. Eichberg sagte, daß der Motor in der ersten Spalte für 15 Perioden auch mit 20 Polen ausgeführt werden könnte; doch würden dann die totale Bürstenzahl und die Kollektorbreite genau so werden wie bei dem Motor in der Tabelle für 25 Perioden. Diese Behauptung ist mir unverständlich.

Herr **Fleischmann:** Ich glaube, es gibt eine einfache Formel, um die letzte Frage des Herrn Richter zu beantworten; sie lautet folgendermaßen:

Flux × Umfangsgeschwindigkeit des Kollektors × Breite des Kollektors × Stromdichte in der Bürste = Leistung der Maschine.

Die Ableitung ist ganz einfach. Man sieht an dieser Formel sofort, wodurch ein Motor für 15 Perioden einem für 25 Perioden überlegen ist. Der Motor für 15 Perioden kann bei gleichen Volt pro Segment einen höheren Flux bekommen, dafür kann seine Kollektorbreite, die hier 330 mm ist, entsprechend kleiner werden. Bei 25 Perioden haben wir aber die Breite 470 mm, weil nämlich bei 25 Perioden der Flux im Verhältnis der Periodenzahlen verringert wird. Man kann aus dieser Formel schon überschlagen, daß die Aufstellung ganz richtig ist.

Herr **Eichberg,** Vortragender: Ich habe noch eine ergänzende Bemerkung zu den Ausführungen des Herrn Prof. Reichel zu machen.

Auf die Spannung und auf den Einfluß, den die Leitungsfrage auf das gesamte Bahnsystem hat, werde ich noch bei einer besonderen Gelegenheit genauer eingehen; ich habe es hier nicht getan, weil man das nur auf Grund genauer und detaillierter Zahlen machen kann und ich Sie hier nicht langweilen will.

Was die inaktiven Gewichte betrifft, so möchte ich bemerken, daß ich das schon berücksichtigt habe.

Aber abgesehen davon, halte ich die 140 mm, welche hier für die Eisenbreite gegeben sind, für größere Motoren für vollkommen ausreichend. Für viele Tausende von Pferdestärken laufen Motoren mit einer Gesamtbreite von nicht einmal 100 mm. Man muß das Eisen nur richtig fassen. Ich habe angenommen, daß diese Maschinen in irgendeiner der Schaltungen laufen können und habe ausdrücklich kein bestimmtes System — a, b oder c — verteidigt; ich habe auch den Namen irgendeines Erfinders oder einer Gesellschaft mit Bezug auf diese Maschinen nicht genannt. Ich bin der Ansicht, daß man die Maschinen ebensogut für 15 wie für 25 Perioden bauen kann. Ich bitte also nicht anzunehmen, daß ich ausschließlich für 25 Perioden eintreten will. Die Zahl soll nur nicht zu tief, aber auch nicht zu hoch sein. Ich habe deshalb auch die gesamten praktischen Verhältnisse bezüglich der Generatoren berücksichtigt.

Was die Ausführungen des Herrn Richter betrifft, so möchte ich sagen, daß die Gewichtsvergleichungen von uns beiden schon in einer Diskussion besprochen worden sind, die vielleicht sehr interessant war, aber für uns beide sehr anstrengend,

und die ausgegangen ist wie das Hornberger Schießen, da nämlich für kein System ein erheblicher Gewichtsvorteil herausgekommen ist.

Ich möchte auch noch sagen: Wenn man die Gruppe c anwendet, wird gerade die Spitze des Erregerflusses geschwächt. Herr Richter hat seinerzeit als Vorteil angegeben, daß dieser, wie er jetzt meint, wirksamste Teil, die Spitze des Feldes, abgeflacht ist. Die Wahrheit liegt wohl in der Mitte. Natürlich braucht man dieses Feld auch, wird es also nicht zu stark schwächen; man muß es aber nur bei hohen Geschwindigkeiten schwächen. Das geht sehr gut und kann allgemein verwendet werden.

Was die Maschinen selbst betrifft, so glaube ich die Vergleichungen vollkommen richtig gemacht zu haben. Ich habe die zwei Maschinen verglichen für ganz gleiche Anfahrverhältnisse; es bleibt nun nichts übrig als die Bürstenzahl. Nur einen Punkt habe ich nicht erwähnt: die 84 Bürsten der 15-Periodenmaschine setzen sich zusammen aus 60 + 24 und die 148 der 25periodigen Maschinen aus 100 + 48. Soweit man überhaupt einwandfreie Vergleiche machen kann, habe ich das getan.

Herr **Richter:** Zu der Bemerkung des Herrn Fleischmann möchte ich noch hinzufügen, daß, wenn man einen Motor für 15 Perioden mit 20 Polen statt mit 12 Polen ausführt und in beiden Fällen dieselbe Lamellenspannung von 5 Volt wählt, auch die Windungszahl pro Lamelle im Verhältnis von 12 : 20 erhöht werden muß. Dadurch wird die Ankerspannung wieder im Verhältnis von 12 : 20 heraufgesetzt.

Ich möchte noch auf die Bemerkung des Herrn Dr. Eichberg erwidern, daß unsere frühere Diskussion davon ausging, daß beide Motoren ungefähr gleich schwer sind. Die Gewichte waren wohl gleich, nur die Leistungen nicht, der eine Motor leistete 115 PS, der andere 180 PS.

Bezüglich des anderen Punktes, daß ich früher behauptet hätte, die Feldspitze wäre schädlich, möchte ich bemerken, daß die Spitze allerdings schädlich ist; aber wenn das Feld an dieser Stelle ganz fehlt, haben wir bedeutend weniger Drehmoment, und das ist noch schädlicher.

Herr **Frischmuth:** Herr Dr. Eichberg kommt zu dem Ergebnis, daß die 25-Periodenleitung im ganzen 6% mehr Kosten erfordere. So einfach liegt die Frage nicht. Was uns heute am meisten anzieht, ist die allgemeine Einführung des elektrischen Betriebes auf Vollbahnen. Da handelt es sich um die Bewältigung großer Energieleistungen auf sehr großen Entfernungen. Dabei hat man zwei Fälle zu unterscheiden: die Anwendung von Wasserkraftanlagen und die Anwendung von Dampfkraftanlagen. Bei Wasserkräften liegt es so, daß sie alle an einem Ende des Landes liegen und man auf Entfernungen von 200—300 km gehen müßte, wenn man das Bedürfnis z. B. für ganz Bayern aus den Wasserkräften bestreiten wollte, wozu sie an sich ausreichen. Mir sind aus der Praxis Fälle bekannt, in denen man, wenn eine bestimmte Energiemenge übertragen werden soll, selbst bei den höchsten zurzeit ausführbaren Spannungen überhaupt nicht mehr ordentlich ans Ende kommt. Die einzige Möglichkeit ist die Heruntersetzung der Periodenzahl.

Man könnte nun einwenden, daß man es ja bei Dampfanlagen in der Hand hat, die Entfernungen klein zu wählen. Aber da kommen die militärischen Bedenken, die man gegen die Anwendung der Elektrizität für Bahnen hat, und die

es zur Bedingung machen, daß, wenn ein Kraftwerk beschädigt wird, das andere zur Hilfeleistung herangezogen werden kann. Also auch hier handelt es sich darum, daß man große Entfernungen mit einigermaßen ausführbaren Spannungen bestreiten muß. Ich bin nun der Meinung, daß 15 Perioden unbedingt vorzuziehen sind, weil man der allgemeinen Einführung des elektrischen Betriebes auf Vollbahnen damit bei weitem näher kommt.

Herr **Reichel:** Ich glaube, nach meiner früheren Beschäftigung kann man gegen mich am allerwenigsten den Vorwurf erheben, daß ich den Amerikanern nachahmen will; das fällt mir nicht im Traume ein. Ich habe die amerikanischen Ausführungen nur als Beispiel dafür erwähnt, daß die Entscheidung über die Frage der Periodenzahl nicht so einfach ist. Wir können von den amerikanischen Ausführungen das Gute sehr wohl annehmen; wir können daraus lernen; aber sie nachzuahmen haben wir, soviel ich weiß, nicht nötig.

Dann möchte ich erwähnen, daß die Periodenzahl von 25 für Newhaven deswegen gewählt worden ist, weil von dem Kraftwerke der sogenannten Cos-Cob-Station auch eine ganze Reihe von Einankerumformern zur Abgabe von Gleichstrom für andere Zwecke betrieben werden sollte, deshalb hat man 25, nicht 15 Perioden gewählt. Denn für 25 Perioden hatte man hierfür standard typs.

Ich möchte noch einmal auf die Bürstenbreite zurückkommen. Ich halte eine solche von 10,5 mm für etwas zu schmal. Ich bin der Meinung, wir sollten als geringste Bürstenbreite ungefähr $^1/_2$ Zoll, etwa 12 mm wählen.

Über die Frage des Verlustes in den Widerständen von 2—3% werden wir uns heute wohl schwerlich einigen. Herr Dr. Eichberg legt ja auch keinen Wert darauf. Infolgedessen wollen wir diese Frage nicht weiter diskutieren.

Ich halte nun die Frage der Zahl der Kohlen in einem Motor für außerordentlich wichtig, weil, wenn in einem Motor sehr viel Kohlenstaub erzeugt wird, sich der Staub sehr leicht an allen Stellen absetzt, für die er nicht bestimmt ist, und an solchen Stellen leicht Überleitungen hervorruft, die zur Zerstörung, jedenfalls zur Außerbetriebsetzung des Ankers unbedingt führen. Man muß deshalb mit der Zahl der Kohlen soweit wie möglich heruntergehen. Aus diesem Grunde würde ich aus reinen Betriebsrücksichten den linken Motor vorziehen.

Ich möchte nun noch fragen, ob denn für diese beiden 12- und 20poligen Motoren dieselbe Tourenzahl gewählt ist. Scheinbar ja. Ich muß dabei bleiben, daß das aktive Eisen etwas schwach ist. Es wird sich schwer durchführen lassen, das aktive Eisen für Bahnmotoren fest zu fassen, und es werden gar leicht Zerrüttlungen und Lockerungen des Ankereisens eintreten, bei denen die Wicklung unter Umständen leicht leiden kann, und die zur Zerstörung des Ankers führen können, ebenso auch beim Ständer. Wenn man bedenkt, daß bei den wenigen Stufen, für die die Motoren gebaut sind, jedesmal ein kräftiger Ruck einerseits im Anker, andererseits im Ständer herauskommt, so werden da sehr leicht Lockerungen eintreten, und da ist mir der Motor links mit dem stärkeren Eisen wesentlich lieber. Im allgemeinen bin ich sehr zufrieden mit der Äußerung des Herrn Dr. Eichberg, daß er nicht mit Emphase für die 25 Perioden eintritt, wo wir uns tatsächlich über die Frage der Perioden noch einmal einigen werden.

Herr **Fleischmann:** Ich wollte nur noch zu den Bemerkungen des Herrn Richter folgendes sagen: Natürlich ändert sich die Bürstenzahl, und bei der Formel habe ich vergessen, zu bemerken, daß die Bürste zwei Segmente bedeckt und daß pro

Segment eine Windung angenommen wird. Wenn man dies berücksichtigt, ergibt sich das von selbst.

Herr **Eichberg**, Vortragender: Gegenüber Herrn Richter möchte ich sagen: daß das Verhältnis der Motorleistungen 115 : 180 ist, glaubt er wohl selbst nicht. (Heiterkeit.) Außerdem habe ich Herrn Richter auf dem Verbandstage in Hamburg eine präzise Frage vorgelegt. Er hat darauf nicht geantwortet. Wenn er also den Wunsch hegt, die Erörterung, die auch mir sehr interessant ist, fortzusetzen — ich bitte ihn, meine Ausführungen in der Elektrotechn. Zeitschr. nachzulesen —, dann bin ich dazu bereit. Ich stehe zur Fortsetzung der Diskussion gern zur Verfügung; jetzt hat es keinen Zweck. Übrigens, die Beseitigung der Spitze ist mit keiner besonderen Verminderung der Leistung verbunden. Würden wir die Spitze ganz wegschneiden, dann fielen 2—3% oder, sehr hoch gegriffen, 5% des Feldes fort. Durch viele andere Umstände können wir sehr viel mehr schlecht oder auch gut machen.

Was die Bemerkung des Herrn Frischmuth betrifft, so muß ich sagen, daß es mir, obwohl ich mich mit dem Problem von Einphasenbahnen seit vielen Jahren beschäftige, ein neuer Gesichtspunkt ist, daß mit Rücksicht auf die kleinen Oberleitungsabfälle eine niedrigere Periodenzahl angemessener ist. Das ist, wie ich behaupte, unrichtig, weil der Spannungsabfall in der Oberleitung im Vergleich mit dem Spannungsabfall des ganzen Systems nicht erheblich ist. Wir haben verschiedene Anlagen, z. B. die Stubaitalbahn, wo die Spannung zwischen 2800 und 1800 Volt schwankt, und wo seit 1904 ein einwandfreier Betrieb herrscht, wo niemals, seitdem etwa die ersten Störungen durch den Tunnel usw. erledigt waren, also seit dem Jahre 1905, irgendein Zug eine Verspätung, geschweige denn ein Steckenbleiben wegen der Spannung erlitten hat. Wenn man nachsieht, welche Spannung wir bisher angewandt haben, so sieht man, daß in den meisten Fällen 6000 Volt Linienspannung vorliegt. Wir scheuen uns heute nicht, auf 10 000 Volt zu gehen, und es ist fraglos, daß wir eine Linienspannung von 15 000 Volt völlig beherrschen. Die Spannungssteigerung von 6000 auf 15 000 ist noch viel mehr, als was wir durch die Periodenzahl zu erreichen imstande sind.

Es war mir interessant, aus den Mitteilungen des Herrn Prof. Reichel zu entnehmen, daß die Amerikaner für eine so große und wichtige Anlage wie die Newhaven-Anlage nur deswegen, weil sie 25-Perioden-Umformer für andere Zwecke zur Verfügung hatten, die sie von ihrem Lager nehmen konnten, die 25 Perioden wählten. Ich muß sagen: so leichtsinnig sind die Leute auch nicht. (Heiterkeit.) Was die Staubfrage betrifft, so ist es selbstverständlich, daß 60 Bürsten weniger Staub entwickeln als 100, aber wenn wir den Staub von 100 Bürsten nicht wegbringen, bringen wir ihn von 60 Bürsten auch nicht weg, und wenn die Maschine richtig gebaut ist, dann wird sie in keinem der Fälle durchschlagen. Wenn wir uns vor Staub fürchteten, dürften wir überhaupt keine Bürsten anwenden. Bei den Gleichstrommotoren haben alle Firmen gefunden, daß nur solche Motoren gut sind, die staubdichte Ankerwicklungen besitzen; dies werden wir auch hier machen.

Ich muß bemerken, daß mein Vergleich zwischen 25 und 15 Perioden für 25 Perioden viel besser ausgefallen wäre, wenn ich mich auf Zahnradübertragung oder auf Schnellzugsmaschinen eingelassen hätte. Ich habe mir schon die schwierigsten Verhältnisse ausgesucht, und wie recht ich habe, können Sie aus folgendem entnehmen: Zwei große Firmen haben zwei große Maschinen für ganz dieselben

Verhältnisse gebaut. Die eine ist die Maschinenfabrik Örlikon, die andere die A. E. G. Die eine hat bisher am beharrlichsten an dem Serienmotor ohne Widerstandsverbindungen festgehalten. Sie ist zur Erkenntnis gekommen, daß sie für ihre Serienmotoren Zahnräder nehmen muß (um trotz der großen Leistungen hohe Tourenzahlen bei mäßigen Polzahlen einstellen zu können). Der Teufel, der in mir steckt, veranlaßte die andere, direkt gekuppelte Motoren vorzuschlagen. Mit Zahnradübertragung würde man selbstverständlich die Periodenzahl 25 bequem beherrschen. Es liegen eben keine anderen Abhängigkeiten vor, als die ich erwähnt habe.

Was die Zahl der Stufen anlangt, so wird kein Lokomotivbauer 4—5 Stufen wählen, sondern 9—12. Die Unterbrechung der Energie, die die Rucke hervorruft, kann und wird man bei Lokomotiven vermeiden. Die Befestigung der Statoren kann man nach meiner Ansicht einwandfrei durchführen. Das ist übrigens eine konstruktive Frage, über die wir in der Elektrotechn. Zeitschr. weiter diskutieren können.

Herr **Frischmuth:** Herr Dr. Eichberg hat mich mißverstanden. Ich habe nicht von dem Einfluß der niederen Spannung in der Fahrleitung allein, sondern von der Verteilung der Leistung überhaupt gesprochen. Es ist klar, daß der induktive Spannungsverlust von der Länge der Leitung und der Höhe der Periodenzahl abhängt.

Ich habe ferner bemerkt, daß es sich um große Längen und Leistungen handelt. Wenn man allerdings die Stubaitalbahn zum Vergleich heranzieht, so glaube ich wohl, daß hierbei die Periodenzahl keine große Rolle spielen kann.

Herr **Fleischmann:** Ich wollte nur im Anschluß an die Frage der kombinierten Verteilung von Strom für Kraft und Bahnzwecke sagen, daß bei dem Heruntergehen der Periodenzahl zu berücksichtigen ist, daß auch die Tourenzahl der Motoren sinkt. Gerade in unserer Zeit hat man die Tendenz, auf erhöhte Geschwindigkeiten zu gehen. Wir haben bei 25 Perioden schon nur noch 1500 Touren zur Verfügung. Bei 15 Perioden reduziert sich das dementsprechend. Ich glaube, daß schon deshalb die Frage, ob 25 oder 15 Perioden, zugunsten der 25 entschieden ist in Anbetracht der kombinierten Kraftverteilung.

Herr **Eichel:** Ich wollte noch zu der Diskussion bezüglich der Anlage der NewYork—Newhaven-Bahn bemerken, daß die jetzige Wechselstrombahnstrecke nur ein kleiner Anfang eines Vollbahnsystems ist, das später auf 350 km bis Boston durchgeführt werden soll. Es läuft parallel einer Kette von sich stets aneinanderreihender, elektrischer (Gleichstrom-) Überlandbahnen. Diese Bahnen ziehen sich durch drei Staaten hindurch und haben eine Länge von 800—1000 km. Also mit Rücksicht auf dieses ausgedehnte Überlandbahnsystem, in dem eine große Anzahl sehr leistungsfähiger Unterwerke mit 25-Perioden-Einankerumformern steht, hat die Direktion der Bahn darauf bestanden, daß das Kraftwerk mit 25 Perioden gebaut werden muß. Die Westinghouse-Gesellschaft hat dagegen das System mit 15 Perioden vorgeschlagen und sich nur sehr ungern entschlossen, 25 Perioden auszuführen.

Herr **Eichberg,** Vortragender: Herrn Frischmuth möchte ich erwidern, daß man natürlich nicht beides haben kann. Entweder spart man Kupfer, bei gleichem Leitungsabfall, oder man geht auf eine höhere Distanz; dann spart man kein Kupfer. Beides auf einmal geht aber nicht. Etwas anderes wäre die Frage, ob die

Distanzen, die man beherrschen kann, ganz wesentlich verschieden sind. Der Ansicht bin ich nicht. Es wäre sehr interessant, wenn wir uns darüber später unterhalten könnten. (Zuruf des Herrn Frischmuth: Darauf kommt es an!)

Es ist interessant gewesen, von Herrn Eichel, der die amerikanischen Verhältnisse kennt, die Ursachen für die Wahl von 25 Perioden kennen zu lernen. Aber ich muß sagen: Das ist Wasser auf die 25-Periodenmühle. Denn wenn der Anschluß von anderen Anlagen an eine 800—1000 km ausgestreckte Bahnanlage so wichtig ist, daß man 25 Perioden wählt, dann möchte ich sagen, dann wird es mit 15 Perioden überhaupt nicht gehen. Ich weiß nicht, ob ich klar gewesen bin. Ich wollte ausdrücklich gesagt haben, daß diese stationären Anlagen, welche man anschließen muß, von großer Wichtigkeit sind; es ist interessant, daß bei der Newhavener Bahn dieser Gesichtspunkt ausschlaggebend gewesen sein soll.

Herr **Reichel:** Ich stelle mit Befriedigung fest, daß durch die Angaben des Herrn Eichel meine Behauptung betreffs der 25 Perioden für die New York—Newhaven-Bahn bestätigt wird. Und was das Wasser auf der Mühle anlangt, so möchte ich sagen, daß es doch nicht so reichlich fließt, wie Herr Dr. Eichberg vielleicht annimmt, denn ich kann die Umformer ebensogut für 15 Perioden bauen; das bietet keine Schwierigkeiten.

Herr **Eichel:** Ich möchte Herrn Dr. Eichberg auf seine vorherigen Bemerkungen über die Wahl von 50 Perioden für das Rheinland verweisen: Die Amerikaner haben Geschäftsinteressen, haben technische Interessen und haben Bequemlichkeitsinteressen. Die elektrischen Firmen haben ein großes Interesse daran, wenn möglich normale Maschinen zu verkaufen; wenn sie nun 15 Perioden empfehlen, ist dies sicherlich vorher reiflich überlegt worden; die Präsidenten von Bahngesellschaften haben das Interesse, ihren Betrieb so bequem wie möglich zu gestalten, das heißt so, daß sie möglichst dieselben Kraftleitungen auch weiter verwenden können, falls sie die Bahnen erweitern, daß die Anlagen und deren Unterhaltung nicht zu kompliziert und teuer werden, und schließlich daß man sich auf sie verlassen kann, ohne immer neue Experimente machen zu müssen.

Nun lag bei den New York—Newhaven-Bahnen die Sache so, daß die Frage der vorhandenen Nebenbetriebe dazu benutzt wurde, um die Anwendung von 25 Perioden durchzudrücken. Andererseits finden sich in Amerika sehr viele Anlagen, bei denen die Frage der Frequenz des im Kraftwerke erzeugten Drehstromes ganz irrelevant ist. Die Kraftwerke Chicagos, New Yorks usw. speisen Unterwerke mit rotierenden Umformern und mit Phasenwandlern, deren Leistung derjenigen ziemlich bedeutender Hauptkraftwerke entspricht. Man betreibt 25—50 Perioden, 2000 KW Phasenwandlereinheiten. Es macht da also keinen großen Unterschied, ob man je nach Bedarf von 60 auf 25 oder auf 15 Perioden umwandelt oder auch umgekehrt. Es ist eine Entscheidung der maßgebenden Stelle, die sich in New York für 25 Perioden entschieden hat, während die fabrizierende Westinghouse-Firma viel lieber 15 Perioden gebaut und sich darauf beschränkt hätte, an den Stellen, wo 25 Perioden verlangt werden, Phasenwandler aufzustellen. Wie vielfach bei uns in Deutschland, so ist auch in Amerika die Ansicht der leitenden Persönlichkeit der Bahngesellschaft der ausschlaggebende Faktor für die kommerzielle Gesellschaft, zu sagen: Wir machen das.

Herr **Eichberg,** Vortragender: Auf das letzte will ich nicht zurückkommen. Ich möchte nur bezüglich der Umformer bemerken, daß ich von einem rein tech-

nischen Gesichtspunkte aus es für keine schöne Zugabe halte, wenn ein bedeutender Teil der Energie in der Zentrale wieder umgeformt werden muß. Es ist immer ein schwacher Punkt, und je mehr und je größer die umzuformende Leistung ist, desto schlimmer. Natürlich kommt dieser Punkt auch in Betracht.

Herr **Heilfron:** Ich möchte auf eine Bemerkung des Herrn Dr. Eichberg bezüglich der Motoren, die er als Gruppe c bezeichnet hat, zurückkommen. Man pflegt diese Gattung „doppeltgespeiste Motoren" zu nennen. Nun hat Herr Dr. Eichberg gesagt, daß diese Motoren die vollkommenste Gattung darstellten, daß aber bei ihnen sehr viele und große Schaltorgane nötig seien, was auch nach seiner Skizze, die ich in Fig. 247 nochmals hierher setze, zuzutreffen scheint. Ich möchte zeigen, wie man diesen scheinbaren Nachteil leicht vermeiden kann. Es gibt Schaltungen, bei denen man diese doppeltgespeisten Motoren so verwenden kann, daß man nicht an den Punkten *a* und *b* (Fig. 247) regelt, sondern daß man das Verhältnis der Spannungsaufteilung, also das Verhältnis derjenigen

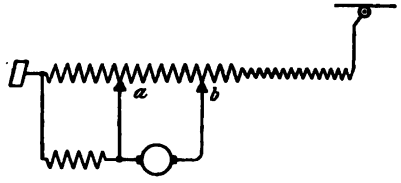


Fig. 247.

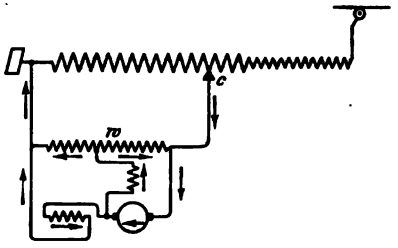


Fig. 248.

Spannung, die der Statorarbeitswicklung zugeführt wird, zu derjenigen Spannung, die der Rotorarbeitswicklung zugeführt wird, konstant läßt (Fig. 248). Alsdann hat man die Totalspannung an dem Punkte *c* zu regeln. Dieses Konstantlassen des Spannungsverhältnisses erweist sich z. B. dann vorteilhaft, wenn man ein Feld verwendet, welches von beiden Strömen (Statorstrom und Rotorstrom) gemeinschaftlich beeinflußt ist. Regelt man aber die Totalspannung, etwa an dem Punkte *c*, wie gezeichnet, so erzielt man zwei Vorteile auf einmal: erstens hat man nicht zwei Sätze von Schaltorganen nötig wie in den Schaltskizzen des Herrn Dr. Eichberg, sondern nur einen einzigen Satz (Fig. 248); zweitens werden die Schaltorgane kleiner; denn der zu regelnde Gesamtstrom wird unter größerer Gesamtspannung geregelt, ist also kleiner. Man spart demnach hierbei in der Tat in doppelter Weise.

Die Möglichkeit, bei verschiedenen Tourenzahlen das erwähnte Spannungsverhältnis konstant zu lassen, ergibt sich beispielsweise bei dem in Fig. 248 dargestellten Motor, bei welchem das Feld von der Differenz: Rotorstrom minus Statorstrom erregt wird, der also als differential erregter Motor zu bezeichnen ist. Man braucht es nicht gerade so zu machen, wie in Fig. 248 gezeichnet ist; doch wird man vorteilhaft eine Kombination von Statorstrom und Rotorstrom zur Felderregung benutzen. Man sieht, daß man auf diese Weise bei den doppeltgespeisten Motoren wenige und kleine Schaltorgane erhalten kann.

Ferner wollte ich noch auf einen anderen Punkt aus dem Vortrage des Herrn Dr. Eichberg aufmerksam machen. Da, wo man dem Anlauf der Motoren große Bedeutung beizumessen hat, wie bei Stadt- und Vorortbahnbetrieben, kann man den Vorteil der kleineren Periodenzahl doch durch folgende Überlegung einfach einsehen. Wenn wir für den aus Motorfeld und kurzgeschlossener Ankerspule gebildeten Transformator die Transformatorgleichung aufstellen, so besagt sie, daß die transformatorische EMK. in der kurzgeschlossenen Spule

$$E_{tr} = \text{Windungszahl} \times \text{Feld} \times \text{Periodenzahl} \times \text{konst.}$$

ist. Nun kann man versuchen, entweder die Wirkung von E_{tr}, nämlich die Kurzschlußströme, oder aber die Ursache, also E_{tr} selbst, zu beseitigen bzw. abzuschwächen. Um die Wirkung von E_{tr} zu verringern, dienen die Widerstände im Anker, die Kohlenbürsten mit hohem Übergangswiderstande u. dgl. Will man dagegen E_{tr} selbst abschwächen, so kann man die drei variablen Größen in obiger Transformatorengleichung, also Windungszahl, Feld und Periodenzahl, klein zu halten trachten; ich glaube, Herr Dr. Eichberg hat nicht mit voller Schärfe darauf hingewiesen, daß hier die Wahl einer geringeren Periodenzahl das Radikalmittel darstellt. Denn er sagte einmal — allerdings hat er es nachher noch weiter ausgeführt —: „Außer den Widerständen gibt es nur ein einziges Mittel, nämlich die Veränderung des Feldes." Wenn man jedoch einen bestimmten, etwa schon ausgeführt vorliegenden Motor mit geschwächtem Felde anlaufen läßt, so nimmt man doch einen anderen Nachteil, nämlich größere Stromwärmeverluste, in Kauf. Denn zur Erzielung eines bestimmten Drehmomentes braucht man ja bei geschwächtem Felde einen größeren Strom i; die Verluste wachsen mit i^2; also wird der Motor, den ich mit geschwächtem Felde anlaufen lasse, eine höhere Erwärmung zeigen, demnach nicht dieselbe Dauerleistung bzw. Stundenleistung bestreiten können wie ein solcher, den ich mit seinem normalen Felde, für das er berechnet ist, anlaufen lasse. Betrachtet man also einen bestimmten Motortyp, z. B. einen gewöhnlichen Serienmotor von gegebenen Dimensionen, gegebener Polzahl usw., den man einmal mit ungeschwächtem, ein anderes Mal mit geschwächtem Felde anlaufen läßt, so erscheint das Mittel der Feldschwächung beim Anlaufen als ein zweischneidiges Schwert!

Herr **Eichberg**, Vortragender: Wenn man so schaltet, so spart man einen Schalter. Die Ströme sind dann etwas kleiner, aber nicht so klein, wie man sie nach der Schaltung der Gruppe b erzielen kann. Natürlich gibt diese Schaltung eine Verringerung der Schaltapparate auf Kosten eines hinzukommenden Spannungsteilers, der übrigens durchaus nicht so klein wird.

Was die Gleichung des Herrn Baumeisters Heilfron betrifft, so wird er nach Durchsicht meines Vortrages, wie ich glaube, zu der Überzeugung kommen, daß ich alles berücksichtigt habe. Das Feld Φ ist natürlich in der Polzahl berücksichtigt. Was die Gleichung des Herrn Heilfron betrifft, so glaube ich der erste gewesen zu sein, der auf diese Zerlegung hingewiesen hat. Ich habe damals gesagt, daß man, wenn man das Feld schwächt, den Strom stärken muß. Das wäre natürlich bei hoher Tourenzahl sehr mißlich, aber es ist wohl angebracht bei niedriger Tourenzahl, denn der Strom beeinflußt ja nur die Stromwendespannung, und diese ist bei kleineren Tourenzahlen in der Nähe des Anlaufes überhaupt ganz vernachlässigbar. Selbstverständlich ist die Vermehrung des Stromes in diesen

Entwürfen bei den Stromwendern und den Bürsten vollständig berücksichtigt worden.

Schließlich wollte ich nur noch auf einen Punkt, den Herr Prof. Reichel anführte, zurückkommen: daß natürlich die Anfahrverhältnisse für beide Fälle vollkommen gleich sind, also auch die Stromdichte. Ich habe keinen Motor irgendwie bevorzugt, und bei den Stromdichten habe ich auch den Strom beim Anfahren berücksichtigt. Beide Maschinen sind direkt gekuppelte Schnellzugsmaschinen für die gleiche Geschwindigkeit und die gleichen Zugkraftverhältnisse.

Herr **Heilfron:** Herr Dr. Eichberg sagt, daß bei der Schaltung (Fig. 248) eine Drosselspule hinzukomme, die durchaus nicht so klein sei. Diese Befürchtung braucht man nicht zu hegen. Die Drosselspule — wir wollen die betreffende Wicklung w lieber Spannungsteiler oder Ausgleichstransformator nennen — kann man nicht nur auf eine mäßige Größe, sondern sogar auf die Größe 0 bringen, wenn man mehrere Motoren, etwa in einer Kreuzschaltung nach Fig. 249, kombiniert. In der gezeichneten Schaltung heben sich die Ströme in den Wicklungen des Spannungsteilers w auf. Der zugeführte Gesamtstrom fließt gewissermaßen an dem Spannungsteiler vorbei; der letztere nimmt also, wenn er überhaupt vorhanden ist, nur Magnetisierungsströme auf und hält die gewünschte Spannungsverteilung sehr sicher aufrecht; doch steht dem vollständigen Weglassen dieser zusätzlichen Wicklung w nichts im Wege. Man könnte sie aus der Fig. 249 einfach wegstreichen. Dabei bleibt dann der von mir vorher besprochene Vorteil einer geringeren Zahl und geringeren Größe von Schaltorganen bei den doppeltgespeisten Motoren bestehen.

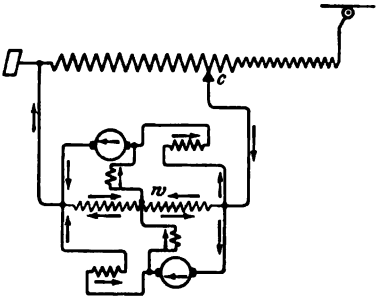


Fig. 249.

Nachträglich sei bemerkt, daß die Schaltung der Fig. 248, D. R. P. 204 851 der Felten & Guilleaume-Lahmeyer-Werke, A.-G., und die Schaltung der Fig. 249, D. R. P. a., in den Jahren 1906/07 von Herrn Osnos angegeben worden ist.

Herr **P. Müller:** Ich möchte nur noch zum ersten Punkt erwähnen, daß die Westinghouse-Company bei neueren Bahnbauten 15, nicht 25 Perioden gewählt hat, nicht wegen des Luftspaltes und wegen des Leistungsfaktors, sondern weil die Motoren ihres Systems bei 15 Perioden bis zu 50% mehr leisten können als bei 25 Perioden; dabei ist natürlich vorausgesetzt, daß man bei 25 Perioden sowohl wie bei 15 Perioden soviel wie möglich aus dem Motor herausholt und alle möglichen Kniffe dazu benutzt. In dieser Beziehung, scheint mir, ist bei dem vorliegenden Vergleiche zwischen dem 15-Perioden- und 25-Periodenmotor doch noch nicht alles getan. Im allgemeinen kann man sagen, daß die Mehrleistung unserer europäischen Motoren bei 15 Perioden nicht so hoch sein wird wie bei Westinghouse, weil bei letzteren bekanntlich die Kurzschlußverluste nicht aufgehoben sind, während wir Wendefelder haben und die Kurzschlußverluste infolgedessen größtenteils fortfallen. Es sind aber verschiedene andere Punkte, und zwar zum Teil elektrischer, zum Teil konstruktiver Natur, die trotzdem noch

die 15-Periodenmotoren erheblich günstiger stellen als die 25-Periodenmotoren. Wenn man speziell auf die beiden hier gezeigten Motoren näher eingeht, findet man, daß die aktive Eisenbreite bei 15 Perioden 430, bei 25 Perioden 390 mm beträgt; das macht einen Unterschied von 40 mm. Die Kollektorbreite bei 15 Perioden ist 330 mm, bei 25 Perioden 470 mm; das macht 140 mm Unterschied. Also hat man in der Gesamtbreite, wenn man diese beiden Zahlen zusammenzählt, bei den 15-Periodenmotoren um 100 mm weniger. Nun werden bei 15 Perioden zwar die Wicklungsköpfe etwas länger, aber nicht im Verhältnis der Polzahlen; denn bei 15 Perioden wird man die Verteilung von Eisen und Kupfer anders wählen, so daß die Wicklungsköpfe nur wenig länger werden. Daraus ergibt sich, daß man beim 15-Periodenmotor immerhin noch mindestens 70—80 mm an Breite gewinnt. Um diese 70—80 mm kann man also die Eisenbreite des 15-Periodenmotors vergrößern. Tut man das aber, dann kann man den Durchmesser auf ca. 1380 bis 1400 mm verringern und den Motor entsprechend schneller laufen lassen. Das ist ein großer Vorteil, nicht nur in bezug auf den Motor, auch die ganze Lokomotive wird viel kürzer und demgemäß leichter und billiger. Der Motor bekommt also gegenüber dem 25-Periodenmotor weniger Eisen und weniger Kupfer. Was speziell das Kupfer betrifft, so glaube ich, daß die Zahl von 1215 kg, die gegenüber ca. 880 kg bei 25 Perioden außerordentlich hoch ist, bei richtigem Entwurf ganz erheblich reduziert werden kann, so daß auch in dieser Beziehung der 15-Periodenmotor bedeutend besser dastehen wird. Die Kollektorbelastung kann man nach den Zahlen, die hier stehen, noch etwas höher wählen, so daß der kleinere Kollektordurchmesser, den man bei höheren Tourenzahlen bekommen muß, sicher noch zulässig ist.

Herr **Cronbach:** Die von Herrn Heilfron angeführte Schaltung entspricht nicht einem Motor, der nach der Anordnung der Motoren der Gruppe c geregelt wird. Nach der angegebenen Schaltung bleibt das Verhältnis der Totalspannung zur Statorspannung unverändert. Durch die Regulierung wird also der für den Motor günstige Geschwindigkeitsbereich nicht geändert. Geregelt wird tatsächlich bei dieser Art der Schaltung nur die Gesamtspannung. Da dieser Schaltung die Vorteile der Regulierung nach Gruppe c nicht zukommen, so ist es selbstverständlich, daß man dann auch die größere Anzahl von Schaltapparaten nicht braucht.

Herr **Eichberg,** Vortragender: Gewiß kann man die Drosselspule ganz weglassen, weil sie ohnehin nichts nutzt. Wenn man die Spannungsverteilung regulieren will, so wie Herr Heilfron es gemeint hat, dann vergrößert man die Ankerspannung der einen Maschine und vergrößert sie an der anderen. Man sieht also, daß der Transformator entweder belastet ist oder aber nichts nutzt. Er kann daher wegbleiben. Das ist eine Gerechtigkeit, die in der Natur liegt.

Was die Bemerkung des Herrn Müller betrifft, so muß ich bemerken, daß es sehr interessant war, zu hören, daß die Westinghouse-Company mit Rücksicht auf die größeren Kurzschlußverluste von 25 auf 15 Perioden zurückgegangen ist. Das ist dasjenige, was ich auch immer angenommen habe. Natürlich, wenn ein Motor an und für sich bei 25 Perioden Mehrverluste hat, kann ich ihn, wenn ich die Verluste herunterbringe, also bei 15 Perioden, wesentlich verbessern. Bei Maschinen mit Querfeldern kann ich mit 15 Perioden nicht mehr soviel erreichen. Bei Versuchen, die ich mit 200 PS gemacht habe, zeigte sich eine Mehrleistung von etwa 15% wegen der geringeren Eisenverluste. Bei den von mir angegebenen

Zahlen kann es sich nur um 20—25 mm nach oben oder nach unten handeln. Natürlich kann jede Maschine noch ein bißchen besser ausgebildet werden.

Auf das Gesamtgewicht des Fahrzeuges bin ich gar nicht gekommen. Würde ich das tun, so würden 2—3 Tonnen zuungunsten des 15-Periodenbetriebes herausschauen. Das Gesamtgewicht einer 15-Periodenausrüstung wird immer höher sein.

Herr v. **Siemens**, Vorsitzender: Es hat sich niemand weiter zum Wort gemeldet. Ich schließe die Diskussion. Ich danke Herrn Eichberg — ich glaube, das ist auch die Ansicht der Versammlung — für seinen sehr interessanten Vortrag und dann auch für die Unermüdlichkeit, mit der er sich auch an der Diskussion beteiligt hat. Das Thema der Einphasenstrom-Kommutatormotoren ist ein sehr wichtiges und sehr aktuelles, und Herr Dr. Eichberg ist zur Erörterung desselben besonders berufen infolge seiner hervorragenden Leistungen und reichen Erfahrungen. Durch die Diskussion sind sodann die Argumente pro und kontra weiter klargestellt worden. Aber die Frage ist eine etwas verwickelte und bei dem gezeigten Disputationsgeschick wird vielleicht doch nicht jedes Kind, wie es nach Herrn Eichbergs Ansicht bekanntlich bei der Transformatorenberechnung der Fall ist, in der Lage gewesen sein, über alle Zweifel sofort zur Tagesordnung überzugehen.

Die richtige Wahl der Periodenzahl ist natürlich, sobald es sich um Elektrisierung von Vollbahnen handelt, eine verantwortungsvolle Angelegenheit. Es ist betriebstechnisch notwendig, den Einphasenmotor möglichst angenähert auf die technische Qualität des Gleichstrommotors zu bringen. Das Haupthindernis wird dabei durch die Pulsationen des Wechselstroms hervorgerufen. Es ist ja geglückt, durch allerhand Kunstgriffe, durch Kompensations- und Kurzschlußwicklungen, Wendepole, durch um 90° verschobene Zweigströme u. dgl. solcher namentlich dem Kommutator schädlichen Transformatorwirkung erfolgreich entgegenzutreten. Aber das beste, das in der Natur der Sache liegende Mittel, liegt in der Herabsetzung der Periodenzahl auf einen noch vertretbaren Betrag. Hierdurch erhalten auch die größten Motoren, auch wenn sie häufig angelassen werden müssen, eine dem Gleichstrommotor fast ebenbürtige Betriebssicherheit.

Gerade diese Schwierigkeiten, mit der Pulsierung des Stromes fertig zu werden, sind wohl hauptsächlich Veranlassung gewesen, daß es so sehr lange gedauert hat, bis dieses Problem nicht nur gelöst, sondern überhaupt ernsthaft in Angriff genommen worden ist. Wir sind ja gewohnt in der Elektrotechnik, daß, um ein Gebiet bis zu einer gewissen Lösung zu bringen, viele Jahre gearbeitet wird, daß selbst ein Vierteljahrhundert darüber hingeht. Fast so lange liegen auch die ersten Versuche mit den Einphasenstrom-Kommutatormotoren zurück. Ich habe im Jahre 1886 auf dem Versuchsfeld von Siemens & Halske derartige Versuche ausgeführt. Das Magnetsystem des Motors bestand aus lamellierten Eisenblechen. Einmal war der Motor als Serienmotor geschaltet und dann auch als Repulsionsmotor. Der Wechselstrom wurde dabei lediglich dem Magnetsystem zugeführt, während der induzierte Ankerstrom durch Bürsten kurzgeschlossen wurde. Aber die Verhältnisse waren damals noch nicht reif. Da mußte erst der Gleichstrommotor zu einer wirklich brauchbaren Maschine gemacht werden. Dann mußte man erst noch die nötige Einsicht gewinnen in die Anwendung von Wendepolen, Kurzschluß- und Kompensationswicklungen, man mußte sich mit dem Begriff von Phasenverschiebungen vertraut machen, Und so war es kein Wunder, daß die damaligen Bestrebungen im Sande verliefen. Trotzdem war damals bereits eine

klare Ansicht darüber vorhanden — und das war eine Zeit, welche für die meisten Anwesenden bereits zur grauen Vorzeit gehört —, daß die Frage der elektrischen Fernbahnen und Vollbahnen nicht nur gelöst werden würde, sondern daß sie nur auf dem Wege der Anwendung des Wechselstromes gelöst werden konnte. In diesem Sinne hatten wir damals auch eine Reihe von Patenten genommen, welche einige typische Anordnungen enthielten, wie z. B. die Aufstellung parallel geschalteter Transformatoren entlang dem Bahnkörper, die Anordnung eines hochgespannten Transformators im Fahrzeug selbst, die Regulierung der EMK. am Motor, durch Ein- und Ausschalten sekundärer Windungen des Transformators, genau also so, wie es heute ausgeführt wird. Das Deutsche Patentamt allerdings hatte damals eine andere Praxis wie heute und definierte den Begriff einer Erfindung viel strenger. Wir wenigstens erhielten die Antwort, daß unsere Anordnungen alle selbstverständlich wären. Das Selbstverständliche ist aber in der Technik in der Regel das Wertvollste, das man häufig erst nach langen Irrfahrten und nicht selbstverständlichen Umwegen auffindet.

Es ist also eigentlich nicht zu verwundern, daß es so lange gedauert hat. Es kam die große Ablenkung durch die Entwicklung der Mehrphasenstromrichtungen und des Drehstroms. Derselbe hat lange Zeit das Feld beherrscht. Das wichtigste Hindernis war aber eigentlich folgendes: Alle Eisenbahner waren damals einstimmig der Meinung, daß es unmöglich wäre, eisenbahntechnisch unmöglich, auf Vollbahnen eine Oberleitung einzuführen. Eine im Jahre 1892 vorgeführte Drehstromoberleitung wirkte lediglich abschreckend. Sie hielten also die Oberleitung für nicht durchführbar. Ich glaube, sie hielten die Oberleitung auch nicht recht mit dem Begriff der Vollbahn, vielleicht auch nicht mit der Würde dieses Begriffes vereinbar.

Demgegenüber entwickelte sich aber doch die Überzeugung, daß für die großen Geschwindigkeiten und Kräfte der Vollbahnen nur sehr leichte und sehr elastische Kontakte in Frage kommen können und daß diese nur zu erzielen sind mit sehr hochgespannten Arbeitsleitungen, so daß die hohe Betriebsspannung erst im Fahrzeug selbst in eine angemessene Gebrauchsspannung umgewandelt wird. Auf diese Weise entstand 1899 die Versuchsbahn in Groß-Lichterfelde, wo zum ersten Male die Arbeitsleistung die Spannung von 1000 Volt erhielt. Die dann später auf dieser Grundlage erfolgenden Schnellbahnversuche Zossen—Marienfelde hatten eigentlich weniger den Zweck, möglichst schnell zu fahren, als die Frage der Zuführung des Stromes möglichst definitiv und umfassend klarzustellen, und nachdem es gelungen war, mehrere 1000 PS einem Fahrzeuge von 200 km Geschwindigkeit zuzuführen, von diesem Augenblicke an war es für jeden Eisenbahner und Elektrotechniker selbstverständlich, daß die Frage der Zuführung des Stromes nicht anders gelöst werden kann.

Nachdem dies geschehen, war die Bahn frei geworden für die ernsthafte und praktische Inangriffnahme des Einphasenstrommotorproblems. Es ist ganz überraschend, in wie verhältnismäßig kurzer Zeit es gelungen ist, brauchbare und betriebssichere Motoren auszubilden, und Herr Dr. Eichberg hat sich hier auf diesem Gebiete besonders große Verdienste erworben. Jedenfalls besitzen wir jetzt einen Motor, der allen Aufgaben der Praxis gewachsen ist.

Die Sache liegt in der Tat so, daß die eigentlichen Schwierigkeiten gelöst sind. Die Frage der Zuführung des Stromes ist gelöst und ebenso die Frage des Motors,

und die Elektrotechnik wäre heute ohne weiteres imstande, die gesamten deutschen Vollbahnen zu elektrisieren, wenn natürlich schrittweises Vorgehen noch manche Erfahrung von Wert bringen wird. Aber ich glaube, daß keine Befürchtung vorliegt, daß die Verwaltungen etwa zu schnell vorgehen werden. Jedenfalls wird das Tempo der weiteren Entwicklung jetzt ausschließlich bedingt durch fiskalische und Erwägungen wirtschaftlicher Natur, wozu noch Erwägungen militärischer Art hinzutreten.

Über Wechselstromkollektormotoren.[1]

I. Ein stromdurchflossener Draht im magnetischen Feld bewegt sich in einem bestimmten Sinn, der durch die Richtung des Stromes und des Feldes gegeben ist (Fig. 250).

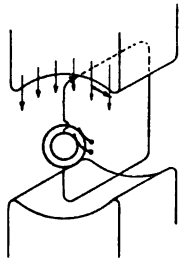


Fig. 250.

Wechseln das magnetische Feld und der Strom gleichzeitig die Richtung, so bleibt der Bewegungssinn der gleiche.

Ändert sich die Richtung des magnetischen Feldes oder des Stromes, so ändert sich der Sinn der Bewegung.

Senden wir Gleichstrom in eine Drahtschleife und erregen wir das Magnetfeld durch Gleichstrom, so kann niemals eine kontinuierliche Bewegung (Drehung) entstehen.

Wollen wir eine solche erzeugen, so muß der Strom, der durch die Schleife geht, in dem Moment umgekehrt werden, wo die Ebene der Schleife senkrecht zur Richtung des Magnetfeldes steht (Fig. 251). Ändern wir den Strom in diesem Takt, so bleibt die Drehrichtung die gleiche (Synchronmotor). Das Wechseln der Richtung des Stromes im Draht kann aber auch durch eine Vorrichtung, wie sie in Fig. 252 skizziert ist, geschehen. Diese Vorrichtung ist bekannt unter dem Namen Kommutator.

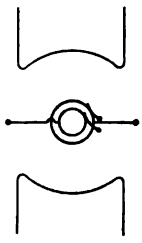


Fig. 251.

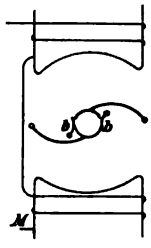


Fig. 252.

[1] Vortrag, gehalten vor der Elektrotechnischen Vereinigung zu Leipzig (E. V.) am 15. Februar 1912. Mitteilungen der Elektrotechn. Vereinigung zu Leipzig 1912, Heft 5.

Bei einer Anordnung nach Fig. 252 kann man das Magnetfeld und die Schleife (über die Bürsten $b\,b$ und den Kommutator) mit Gleichstrom beschicken, und man erhält eine kontinuierliche Drehung. Man kann aber auch gleichzeitig den Strom, der durch die Bürsten $b\,b$ zugeführt wird, und den das Magnetfeld erregenden Strom in der Wicklung M umkehren, also z. B. in das System einfachen Wechselstrom hineinsenden, und auch dann erhält man eine kontinuierliche Drehung.

Dieser ganze Vorgang ist umkehrbar. Bewegt man einen Draht im Gleichfelde, so erhält man eine Gleich-EMK., die proportional mit dem Felde F und der Geschwindigkeit der Bewegung ist. Dreht man die Schleife mit n Touren pro Zeiteinheit, so ist die EMK. E gegeben durch einen Ausdruck

$$E = k \cdot F \cdot n;$$

k hängt von festliegenden Größen und von der Stellung im Felde ab. — Bei gleichbleibendem F wird E eine Wechsel-EMK., solange kein Kommutator verwendet wird (Fig. 250), und eine gleichgerichtete (aber noch nicht konstante) EMK. bei Verwendung eines Kommutators.

Die Richtung der erzeugten EMK. wird in jedem Augenblick so sein, daß der entstehende Strom der Bewegung einen mechanischen Widerstand leistet.

Wenn die Richtung des Magnetfeldes geändert wird, so ändert sich auch die Richtung der EMK. und damit der Strom. Der Bewegung aber bietet sich ein gleichgerichteter Widerstand. Sobald ein Kommutator vorhanden ist, wechselt die EMK. ihre Richtung nur im Takte mit dem Magnetfeld.

Aus der Formel $E = k \cdot F \cdot n$ ergibt sich für die Tourenzahl des Motors

$$n = \frac{E}{k \cdot F}.$$

Wir können also bei einem gegebenen Motor die Tourenzahl beeinflussen durch E oder F oder durch beide Größen. Wir haben uns vorzustellen, daß bei der Bewegung die EMK. im Innern auftritt und der außen angelegten das Gleichgewicht hält. In Wirk-

lichkeit erscheint in der Gleichgewichtsgleichung noch der Abfall in der Wicklung, und die Gleichung heißt

$$E_A - E_i = J \cdot r,$$

wobei $E_A - E_i$, J und r bei Wechselstrom als Vektoren zu behandeln sind.

An den Überlegungen ändert sich nichts Wesentliches, wenn zu der einen Schleife noch mehrere hinzugefügt werden (Fig. 253).

II. Die Stromrichtung in allen Drähten der einen Hälfte ist die gleiche, die in der anderen Hälfte die entgegengesetzte. In jedem Draht fließt ein seiner Richtung nach wechselnder Strom (Wechselstrom), der erst durch den Kommutator gerichtet wird, und zwar in jenem Augenblicke, wo das dem Draht zugeordnete Segment des Kommutators die Stromabnehmerbürste passiert.

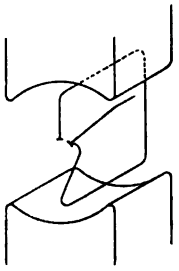


Fig. 253.

Fig. 254.

Fig. 255.

Diese gewaltsame Umkehrung äußert sich in einem Feuern.

Fig. 254 zeigt die Schleife vor und nach dem Passieren der Stromabnehmerbürste. Der Strom vorher sei $+J$, der nachher $-J$. Nach irgendeinem Gesetz ändere sich dieser Strom von $+J$ nach $-J$, z. B. nach dem durch Fig. 255 charakterisierten.

Aus den Vorlesungen des Herrn Professor Scholl haben Sie in Erinnerung, daß die bei der Änderung des Stromes (J) in einer Spule erzeugte EMK. gleich $-\frac{dJ}{dt} C \cdot N$ ist, wenn C eine Konstante und N die Windungszahl der Spule ist; t ist die Zeit.

Schon aus dieser Formel ergibt sich, daß die unter der Stromabnehmerbürste entstehende EMK. eine gleichgerichtete ist. Das zeigt auch ein einfaches Experiment. Läßt man den Strom in einer Spule von einem bestimmten Wert auf 0 sinken und dann zum gleichen, aber entgegengesetzt gerichteten Wert ansteigen, so entsteht eine Gleichspannung, die man durch ein Instrument

nachweisen kann. Aus dieser Erkenntnis ergibt sich, daß man die Kommutierungs-EMK. kompensieren kann durch eine EMK. der Rotation, die die Spule, während in ihr der Strom seine Richtung wechselt, erzeugt, indem sie ein Feld f schneidet. Das Feld ist proportional mit dem zu kommutierenden Strom und — wie eine einfache Überlegung zeigen würde — entgegengesetzt zum Feld, das der Anker selbst erzeugen würde. Ein solches Feld erzeugt eine EMK., die auch gleichgerichtet ist, aber entgegengesetzt der EMK. der Kommutation.

Wenn der dem Anker zugeführte Strom sich verändert, so wird man den das Kommutierungsfeld erregenden Strom gleichzeitig verändern. Wenn der Strom sich nach dem Gesetz eines einphasigen Wechselstroms verändert, so wird auch das kommutierende Feld ein einphasiges Feld sein. Diese Veränderung ist streng auseinanderzuhalten von der Änderung des Stromes in der durch die Kommutationszone hindurchgehenden Spule. Diese Veränderung erfolgt im allgemeinen in einer viel kürzeren Zeit als die Veränderung des dem Anker (und dem Magnetfeld) zugeführten Stromes, und die erstere überlagert sich gewissermaßen über die letztere.

Ist die Beherrschung der Kommutierung auch auf Kollektormaschinen, die mit Wechselstrom gespeist werden, übertragbar, soweit die Kommutierung des Stromes in Betracht kommt, — die Schwierigkeiten sind damit nicht überwältigt. Das wechselnde Magnetfeld induziert in der durch die Bürsten kurzgeschlossenen Spule eine EMK., die auch beseitigt werden muß, wenn die Kommutierung funkenfrei erfolgen soll.

Die Lösbarkeit dieses Problems schien vor einem Jahrzehnt mehr als fraglich. Man baute mit einphasigem Wechselstrom gespeiste Motoren nur bis 10 PS, ließ sie ruhig feuern, da man kein Mittel hatte, um diese EMK. unter der Bürste herabzudrücken bzw. zu vernichten.

Das große Verlangen aber bestand nach einem gut kommutierenden, in seiner Tourenzahl regelbaren Motor, der mit ein- oder mehrphasigem Wechselstrom gespeist werden konnte. Dann konnte man große Kraftübertragungen mit reinem Wechselstrom

betreiben und hatte es nicht notwendig, auf Gleichstrom umzuformen, sobald man regelbare Antriebe benötigte.

III. Die Transformierbarkeit, die für die Kraftübertragung mit hohen Spannungen eine so große Rolle spielt, ist verhängnisvoll, wenn sie sich in den von den Bürsten kurzgeschlossenen Spulen äußert. Das Magnetfeld induziert eine Spannung, die phasensenkrecht zum Magnetfeld ist. Wollte ich durch Rotation in einem Hilfsfeld diese induzierte EMK. kompensieren, so müßte dieses Hilfsfeld phasensenkrecht zum Magnetfeld sein.

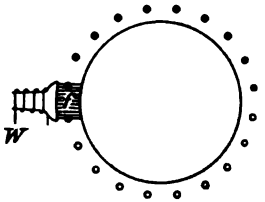


Fig. 256.

Die Gleichstrommaschine, bei der an der Kommutierungsstelle ein Wendefeld f erzeugt wird durch eine Wicklung W (Fig. 256 und 257), ist dazu nicht geeignet, auch wenn das Ankerfeld durch eine Wicklung C kompensiert ist (Fig. 257).

Das Wendefeld stellt eine örtliche Kompensation vor. Man kann die Amperewindungen, die zur Herstellung dieses Feldes dienen, zusammendrängen und nur einen schmalen Zahn umfassen lassen, oder man kann sie über einen größeren Teil oder die ganze Polfläche verteilen. Aber das bei dieser Anordnung an der Wendezone erzeugte Feld ist stets in Phase mit dem Ankerstrom und nicht geeignet, die vom Magnetfeld unter der Bürste induzierte Spannung zu vernichten. Ein dazu geeignetes Feld muß phasensenkrecht zum Ankerstrom sein.

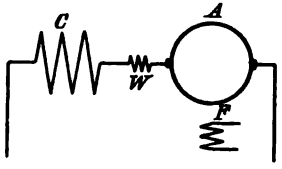


Fig. 257.

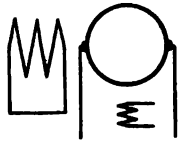


Fig. 258.

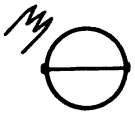


Fig. 259.

Für Wechselstrom war auch noch eine Maschine bekannt (siehe Fig. 258), bei der die Kompensationswicklung in sich kurzgeschlossen ist. Sie unterscheidet sich aber in bezug auf das Querfeld nur unwesentlich, da das Querfeld nur dem induktiven und Ohmschen Widerstand der Ströme in dieser Wicklung entspricht.

Im Repulsionsmotor (Thomson, Fig. 259; Atkinson, Fig. 260) bildet sich ein Querfeld Φ der richtigen Phase aus, das gegeben ist durch

$$E = k \cdot F \cdot n = \Phi \cdot \infty . \tag{1}$$

Die EMK. wird nach außen nicht direkt an den Ankerbürsten in Erscheinung treten, sondern durch das Querfeld Φ auf die Statorwicklung übertragen. Atkinson hat Regelung durch Änderung von F oder E vorgeschlagen.

Das Querfeld Φ ist aber stets $= k \cdot F \cdot \frac{n}{\infty}$.

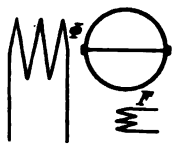


Fig. 260.

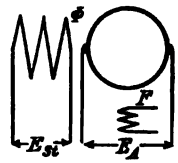


Fig. 261.

Die Induktion in der von den Ankerbürsten kurzgeschlossenen Spule ist proportional: $F \cdot \infty$.

Die EMK. der Rotation dieser Spule in Φ ist: Φn.

Diese Größen müßten für vollkommene Kommutierung gleich sein; also müßte

$$F \infty = \Phi n \tag{2}$$

sein. Die Bedingung (1), aus der sich das Regelungsverhalten des Motors ergibt, stimmt mit der Bedingung (2) für vollkommene Kommutierung nicht überein, es sei denn für $\infty = n$.

Eine allgemeine Lösung ergibt sich aus folgender Betrachtung:

Wir können bei Wechselstrom (siehe Fig. 261) eine EMK. an der Ständerwicklung und gleichzeitig eine EMK. an der Ankerwicklung zuführen, und die Bedingung für die Regelung der Umlaufszahl ist dann

$$E_{St} + E_A = k \cdot n F . \tag{1*}$$

Es muß: $E_{St} = \Phi \cdot \infty$ sein.

Wir setzen: $E_A = x \cdot E_{St}$, worin x eine Verhältniszahl ist.

Es ist leicht zu übersehen, daß für den bekannten kompensierten Motor nach Art der kompensierten Gleichstrommaschine (Fig. 257) $E_{St} = 0$; $x = \infty$ ist.

Das gleiche gilt für den Motor nach Fig. 258.

Für Repulsionsmotoren (Fig. 259 und 260) Thomson, Atkinson (auch Déri mit beweglichen Bürsten) ist

$$E_A = 0, \quad x = 0.$$

Ändert man bei der Anordnung Fig. 261 das Verhältnis x und gibt man (1*) die Form $E_{St} + x E_{St} = k \cdot n F$ bzw. da $E_{St} = \Phi \cdot \omega$ ist, die Form $\Phi \omega + x \cdot \Phi \omega = k \cdot n F$, so ergibt sich die Gleichung:

(1**) $$\Phi \cdot \omega (1 + x) = k \cdot n \cdot F.$$

Setzen wir hierzu die Bedingung für richtige Kommutierung (2), so erhalten wir folgenden Zusammenhang zwischen x und n:

$$\Phi \cdot \omega (1 + x) = \frac{k}{\omega} n^2 \cdot \Phi,$$

$$1 + x = k \cdot \frac{n^2}{\omega^2}$$

oder für

(3) $$n = \frac{\omega}{k} \sqrt{1 + x}$$

und für

(3*) $$x = k \frac{n^2}{\omega^2} - 1.$$

Wir können für jedes Verhältnis x die Tourenzahl bestimmen, bei der die Kommutierung des Wechselstroms genau so vollkommen wird wie die Gleichstromkommutierung, und umgekehrt: wir können für jede gewünschte Tourenzahl n das Verhältnis x finden. Unabhängig davon können wir die Tourenzahl durch Änderung von F regeln. Weder F noch die Summe der Arbeitsspannung $E_{St} + E_A$ kommen in der Kommutierungsgleichung (3) vor.

Anstatt das Feld Φ am ganzen Umfang zu regeln, kann man in den Fällen Fig. 257, 258, 259, 260 oder 261 eine örtliche Regelung vornehmen, die der Bedingung (3) entspricht.

Im Ausdruck x, dem Verhältnis $\frac{E_A}{E_{St}}$, bedeutet dann E_{St} eine fiktive Spannung, die auftreten würde, wenn das Feld am ganzen Umfang ausgebildet wäre.

Man kann jede der Anordnungen mit einem örtlichen Querfeld (Wendefeld) ausbilden. Die vollständige Aufhebung der EMK.

der Induktion geschieht durch das Feld Φ. Die der Gleichstromkommutierung entsprechende EMK. wird durch ein Wendefeld f (Fig. 256) aufgehoben. Das Kommutierungsfeld für die Wechselstrom-Kollektormaschine muß sich aus diesen beiden Komponenten zusammensetzen. Es ergibt sich z. B. die Schaltung Fig. 262. Die Aufteilung der $E_{St} + E_A$ ergibt die richtige Φ-Komponente. Um die andere Komponente f zu erhalten, kann z. B. die Zuführung der Statorströme über eine Drosselspule erfolgen. An den Enden dieser Drosselspule entsteht eine Spannung, die proportional dem Strom und phasensenkrecht zu demselben ist, und dieser Spannungskomponente entspricht ein Feld (f), das proportional dem Strom und phasengleich mit ihm ist. In dieser Schaltung Fig. 262 laufen Wechselstrom-Kollektormotoren bis 1500 PS funkenfrei von 50—400 Touren. Das Problem der Kommutierung ist für Wechselstrom so vollkommen gelöst wie für Gleichstrom.

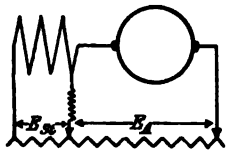


Fig. 262.

IV. Die Schaltung der Erregerwicklung für das Magnetfeld ist bis jetzt nicht näher betrachtet worden. Es braucht nicht besonders betont zu werden, daß, da die beliebige Einstellbarkeit des Magnetfeldes zum Zwecke der Regelung der Tourenzahl bewiesen ist, die Wicklung als Hauptstrom-, Nebenschluß- oder außengespeiste Wicklung geschaltet werden kann. Man kann sie am Ständer oder am Läufer anordnen, getrennt oder kombiniert mit den Wicklungen, die die eigentliche Arbeitsübertragung besorgen. Ist die Erregerwicklung am Anker angebracht und gibt es ein Querfeld Φ, das phasensenkrecht zum Magnetfeld F ist, so wird durch Rotation zwischen den Bürsten BB (siehe Fig. 263), die die das Magnetfeld F erregenden Ströme dem Anker zuführen, eine EMK. erzeugt, die in Phase mit Φ, also phasensenkrecht zu F ist. Da sie phasenvoreilend[1]) ist, wird sie der EMK. der Selbstinduktion der Erregerwicklung, die der Anker zwischen den Erregerbürsten vorstellt, entgegenwirken.

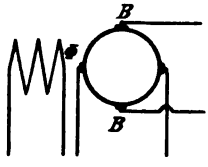


Fig. 263.

[1]) Siehe Elektrotechn. Zeitschr. 1908, S. 857 und S. 270 dieser Sammlung.

Eine Erregerwicklung am Anker kann also eine beträchtliche Verringerung der Selbstinduktion der Maschine herbeiführen. Damit kann die Phasenverschiebung des Motors wesentlich verbessert werden[1]).

V. Aus der einphasigen Maschine ergibt sich leicht die mehrphasige. Wir gehen dabei am besten von einem System aus, wie es Fig. 264 zeigt und wie es einer kompensierten Gleichstrommaschine entsprechen würde.

Die Amperewindungen in der Achse $x\,x$ sollen sich aufheben, und die Wicklung M soll ein Feld erzeugen, das mit den Amperewindungen des Ankers ein wirksames Drehmoment er-

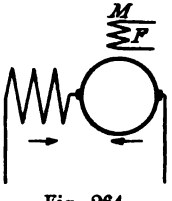


Fig. 264.

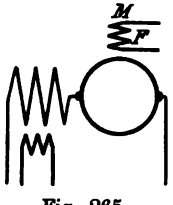


Fig. 265.

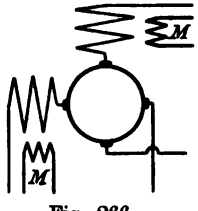


Fig. 266.

zeugen kann, sofern es mit den Strömen in der x-Achse phasengleich ist.

Es ist leicht einzusehen, daß eine beliebige andere (3.) Wicklung in der Achse $x\,x$ auf die Wicklungen, die miteinander das kompensierte System in dieser Achse bilden, nicht zu wirken vermag, da die Wirkungen auf die beiden Wicklungen am Ständer und Läufer stets gleich groß und einander entgegengesetzt gerichtet sind (Fig. 265).

Da also in dieser Wicklung ein Strom beliebiger Größe und Phase fließen kann, können wir uns denken, dieser Strom sei der Magnetfeldstrom für ein kompensiertes System in der Achse $y\,y$. Dies sei z. B. von der 2. Phase eines Zweiphasensystems gespeist, und die Ströme seien phasensenkrecht zu denen, die in der Achse $x\,x$ fließen (siehe Fig. 266).

---

[1]) Siehe Elektrotechn. Zeitschr. 1908, S. 857 und S. 270 dieser Sammlung.

Die Größe der Magnetfelder wird nicht nur maßgebend sein für die Drehmomentswirkungen sondern auch für das Querfeld, das wieder die Kommutierung beeinflussen wird.

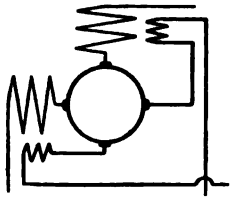


Fig. 267.

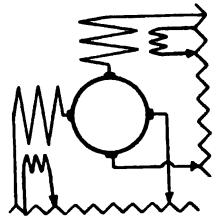


Fig. 268.

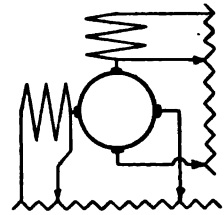


Fig. 269.

Man kann diese Magnetwicklungen wieder in der verschiedensten Weise erregen. Sie können in Reihe mit den Arbeitswicklungen liegen, sie können auch an konstante Spannungen gelegt werden. Im ersteren Fall ergibt sich eine Hauptstrom- (Fig. 267), im letzteren Fall eine Nebenschlußcharakteristik. Man kann sie auch beliebig (von außen) erregen. Bei der Nebenschlußerregung wird man — im wesentlichen — die Erregerwicklung für die Phase $y\,y$ an die Spannung der Phase $x\,x$ legen und umgekehrt.

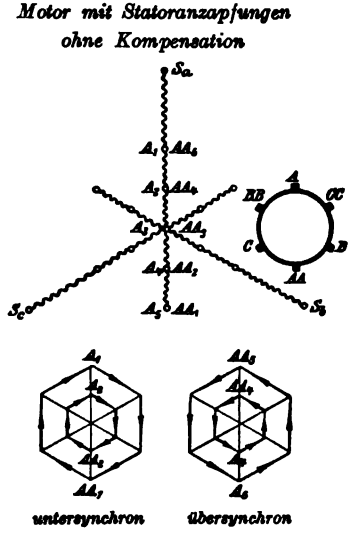


Fig. 270.

Aus dem Fall Fig. 268 ergibt sich der besondere Fall Fig. 269, wo die Querfelder für das kompensierte System in der Achse $y\,y$ durch die Wicklungen der Achse $x\,x$ selbst erzeugt werden.

In Fig. 270 ist für einen dreiphasigen Ständer und einen dreiphasigen Anker mit $2 \times 3 = 6$ Bürsten ersichtlich gemacht, wie die Ständerwicklung selbst um den Nullpunkt verlängert wird, und wie die Bürsten (beispielsweise A und $A\,A$) beim Übergang vom Untersynchronismus in den Übersynchronismus ihre Stellungen vertauschen. Die Diagramme zeigen auch den Strom-

verlauf im Unter- und Übersynchronismus. Das Ankersechseck legt sich gewissermaßen an die Ständerwicklung, verkleinert sich, zieht sich zu einem Punkt zusammen und dehnt sich dann gewissermaßen negativ über die Ständerwicklung aus. Siehe Elektrotechn. Zeitschr., Berlin 1910, Heft 30 u. 31 und S. 397 dieser Sammlung.

VI. An diese Auseinandersetzungen schloß sich die Vorführung einer Wechselstrom-Kollektormaschine in ein- und mehrphasiger Schaltung an.

VIII.

In dieser Reihe sind nur einige Arbeiten vereinigt, die die praktische Seite der Entwicklung des Einphasensystems vor der Öffentlichkeit zeigen sollen. Die erste und zweite Arbeit bringen die Veröffentlichungen über die Versuche auf der Strecke Nieder-Schöneweide—Spindlersfeld die dritte ist ein Vortrag im Österreichischen Ingenieur- und Architektenverein, in dem ich die ersten einphasigen Vollbahnlokomotiven beschrieb und die Möglichkeit ableitete, einphasige Lokomotivmotoren sehr großer Leistung zu bauen.

An solchen Veröffentlichungen praktischer Ergebnisse habe ich niemals besondere Lust empfunden. Was mich mehr freute, war die praktische Durchführung des Systems bis zur letzten Einzelheit. Diese Einzelheiten auf gründliche Art zu veröffentlichen, ist kaum möglich. Und wenn auch die ersten Einphasenbahnen: Nieder-Schöneweide—Spindlersfeld, Stubaitalbahn, Blankenese—Hamburg—Ohlsdorf, London—Brighton—South East Ry, gut liefen, nachdem jedes kleine Detail gut durchgeführt und dem praktischen Betrieb angepaßt war, so erschien mir die Veröffentlichung nicht nur unmöglich, sondern auch kleinlich. Das praktische Resultat muß der Öffentlichkeit genügen.

Das Einphasen-Bahnsystem der Union Elektrizitäts-Gesellschaft, insbesondere die Versuchsbahn Nieder-Schöneweide—Spindlersfeld.[1])

Große Eisenbahnnetze können nur mittels hochgespannter Wechselströme mit Energie versorgt werden. Solange es einen brauchbaren Bahnmotor für Wechselstrom nicht gab, war man

[1]) Zeitschrift d. Ver. d. Ing. 1904, S. 303.

auf den Gleichstrom-Bahnmotor angewiesen und deshalb gezwungen, rotierende Umformer, starke Speisekabel und Stromzuführungsschienen zu verwenden. Der Nutzeffekt der Übertragung von den Sammelschienen des Kraftwerkes bis zum Stromabnehmer des Wagens beträgt bei solcher Ausführung in der Regel zwischen 70 und 75%, und die Kosten der KW-Stunde stellen sich dabei an der Verbrauchsstelle rund 1,6—1,8 mal so hoch wie an der Erzeugungsstelle. In diesen Zahlen finden außer den Energieverlusten die hohen Anschaffungskosten für die Umformer und Speisekabel und die Bedienungskosten für die Umformer ihren Ausdruck.

Fig. 271.

Diese hohen Anschaffungs- und Bedienungskosten sind es, welche in vielen Fällen die Einführung des elektrischen Betriebes wirtschaftlich unmöglich machten. Nur dort, wo das gesamte Bahnnetz von nur einem Kraftwerke versorgt werden kann, hat bis jetzt der elektrische Betrieb auch wirtschaftliche Vorteile vor dem Dampfbetrieb gezeigt.

Das von der Maschinenfabrik Oerlikon vorgeschlagene Verfahren, hochgespannten Wechselstrom unmittelbar vom Fahrdraht abzunehmen und auf dem Zuge mittels rotierender Umformer in Gleichstrom umzuwandeln, ergibt sehr großes totes Gewicht, verwickeltere Einrichtungen und dadurch verringerte Betriebssicherheit, ohne daß die Wirtschaftlichkeit größer wäre als bei

Verwendung stillstehender Umformer. Auch ist die Unterteilung der Züge in möglichst viele selbständige Einheiten wesentlich erschwert.

Die unmittelbare Verwendung von Wechselstrom war bis vor kurzem nur mit Hilfe des Drehstrommotors möglich. Es ist ein unleugbares Verdienst der Firma Ganz & Co., die Vorteile, welche die Verwendung von Hochspannung auf der Strecke bietet, verwirklicht zu haben[1]). Aber der Drehstrommotor ist grundsätzlich für den Bahnbetrieb ungeeignet. Er erfordert wenigstens zwei Zuleitungen, was in den Weichen und Kreuzungen zu Schwierigkeiten Anlaß gibt. Einfachheit und Sicherheit sind aber die allerersten Grundbedingungen für den Bahnbetrieb. Der Drehstrommotor hat ferner nur eine einzige wirtschaftliche Geschwindigkeit, die nicht gesteigert werden kann. Eine solche Steigerung ist besonders im Fernbetrieb unerläßlich, da man Verspätungen sonst nicht einholen kann. Wohl kann man mit Hilfe der Kaskadenschaltung auch die halbe Synchrongeschwindigkeit wirtschaftlich einhalten und dann die Fahrplangeschwindigkeit so wählen, daß sie zwischen der halben und der vollen Synchrongeschwindigkeit liegt. Aber in Wirklichkeit ist die Verwendung der Kaskadenschaltung beschränkt; denn will man Hochspannung an der Linie verwenden, so kann man die Kaskadenmotoren nur bis zur halben Geschwindigkeit heranziehen. Das ist für den Stadtbahnbetrieb wertlos, weil bei der halben Geschwindigkeit dem Zuge erst ein Viertel der lebendigen Kraft erteilt ist und die Kaskadenmotoren somit für den weitaus größten Teil der Beschleunigungsarbeit nicht ausgenutzt werden können. Will man die Kaskadenmotoren nicht unnütz mitführen, so muß man entweder im Hochspannungskreis regulieren oder auf die Hochspannung an den Motoren verzichten, oder endlich auch in den Rotoren Hochspannung zulassen. Aber alles dies sind praktisch unmögliche Bedingungen. Dazu kommt noch, daß die Charakteristik des Drehstrommotors, die nahezu der eines Gleichstrom-Nebenschlußmotors entspricht, nicht den Bahnverhältnissen angepaßt ist, da man, von der Kaskadenschaltung

[1]) Vgl. Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1903, S. 105f.

abgesehen, auch auf der ebenen Strecke nicht schneller fahren kann als auf der Steigung. Anlassen und regulieren kann man nur mit Hilfe von Widerständen, d. h. mit Verlusten.

Nur ein Motor, der alle die den Drehstrommotor kennzeichnenden Übelstände nicht aufweist, kann für den Bahnbetrieb in Betracht kommen.

Der Einphasen-Kollektormotor, der ein solcher Motor ist, kam bis vor kurzem kaum in Frage. Gegen ihn sprach vor allem das schlechte Verhalten des Kollektors, besonders bei dauerndem oder angestrengtem Betrieb.

Nach langen und eingehenden Versuchen ist es nun der Union Elektrizitäts-Gesellschaft gelungen, auf Grund der Studien und Patentanmeldungen des Ingenieurs G. Winter und des Verfassers einen Einphasen-Kollektormotor zu entwickeln, der den an einen Bahnmotor zu stellenden Anforderungen in jeder Hinsicht entspricht. Diesen Motor zugrundelegend, hat die U. E. G. ein Einphasen-Bahnsystem in allen Einzelheiten ausgebildet und erprobt.

Alle diese Studien und Versuche in größerem Maßstab in die Praxis umzusetzen — eine kleine Versuchsbahn im Fabrikhof ist schon seit längerer Zeit im Betrieb —, gelang der U. E. G. durch das bereitwillige Entgegenkommen der Kgl. Preußischen Eisenbahnverwaltung, die sofort die große Bedeutung dieses Systems für die weitere Entwicklung des elektrischen Eisenbahnbetriebes erkannt hatte.

Der U. E. G. wurde die Vorortstrecke Nieder-Schöneweide—Johannistal—Spindlersfeld für die Versuche zur Verfügung gestellt. Die Eisenbahnverwaltung lieferte die Wagen; die elektrische Ausrüstung derselben und der Strecke übernahm die U. E. G. Auf dieser Strecke wurde im Monat August 1903 mit dem Probebetrieb begonnen. Das System der U. E. G. hat sich dabei in allen Teilen vollkommen bewährt.

Die Einzelheiten des Einphasensystems der U. E. G.: die Streckenausrüstung, die Motoren und die Schaltungsanordnung sollen im folgenden an Hand der Verhältnisse der Spindlersfelder Versuchsstrecke näher erläutert werden.

I. Strecke und Streckenausrüstung.

Die Versuchsstrecke wird mit Strom von 6000 Volt und 25 Perioden betrieben. Die Energie liefert das Krafthaus Oberspree der Berliner Elektrizitätswerke, in welchem ein Periodenumformer für 600 KVA Abgabe, bestehend aus einem Drehstrominduktionsmotor für 6000 Volt und 50 Perioden und einem Einphasengenerator für 6000 Volt und 25 Perioden, aufgestellt worden ist. Der eine Pol der Maschine ist unmittelbar geerdet, von dem anderen

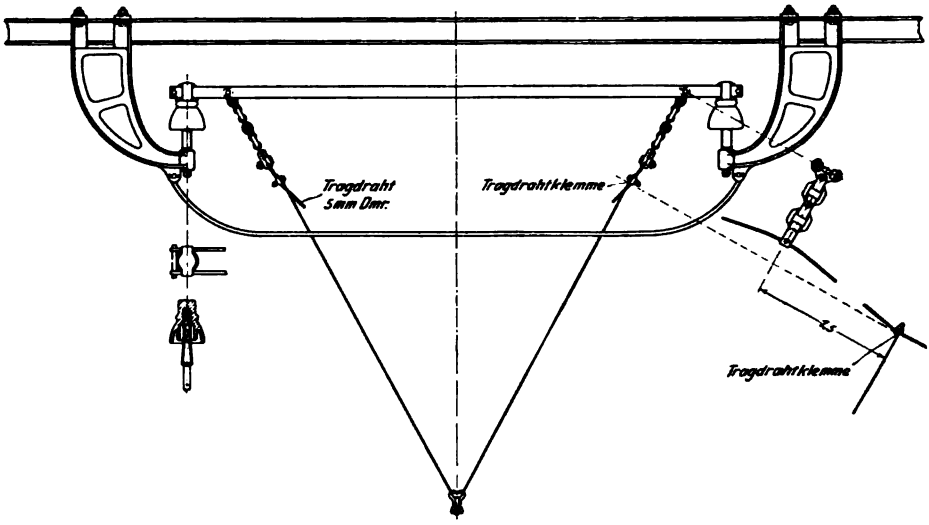


Fig. 272.

führt unter Einbau eines selbsttätigen Ölausschalters ein Kabel nach Nieder-Schöneweide, wo die Oberleitung gespeist wird. In Nieder-Schöneweide ist ein Schalthäuschen aufgestellt, in welchem ein Ölschalter, Sicherungen und die notwendigen Instrumente untergebracht sind. Die Schienen sind als Rückleitung benutzt und geerdet. Trotz der Erdung des einen Poles im Kraftwerk und an der Strecke ist ein Rückleitungskabel nach dem Kraftwerk gelegt. Die Versuchsstrecke Johannistal—Nieder-Schöneweide—Spindlersfeld ist 4,1 km lang. Ungefähr in der Mitte liegt die Station Oberspree. Die Strecke hat keine merkliche Steigung, aber einige Kurven von rund 300 m Halbmesser.

Die Anordnung der Fahrleitung ist in Fig. 272 und 273 wiedergegeben. Der Fahrdraht ist an einem oder an zwei stählernen Längsdrähten aufgehängt und zwar in Abständen von rund 3 m. Bei dieser Art von Aufhängung erhält der Arbeitsdraht selbst fast gar keine Spannung, die Gefahr eines Drahtbruches ist daher sehr verringert. Da aber die Haltepunkte nur etwa 3 m voneinander

Fig. 273.

entfernt liegen, so sind gleichzeitig auch die Folgen eines Drahtbruches wesentlich abgeschwächt, weil ja das Ende eines gerissenen Drahtes nicht tiefer als etwa $2^1/_2$ m über Schienenoberkante gelangen kann und deshalb außerhalb des Bereiches des Bahnpersonales bleibt.

Die Längsdrähte sind vom Fahrdraht nicht isoliert, nehmen also an der Stromzuführung teil. Selbst im Fall eines Drahtbruches wird deshalb die Stromzuführung auf der weiteren Strecke nicht unterbrochen. Erst die Längsdrähte sind gegen Erde isoliert

und zwar doppelt; erstens hängen sie mittels isolierender Schnallen an eisernen Querträgern, und zweitens sind diese Querträger auf Hochspannungs-Porzellanisolatoren mit gummiumpreßtem Stiel befestigt.

II. Wagen.

Die Motoren und ihre Regelung.

Für den elektrischen Betrieb sind vorläufig 2 Wagen eingerichtet. Jeder Wagen wiegt ungefähr 52 t, die elektrische Aus-

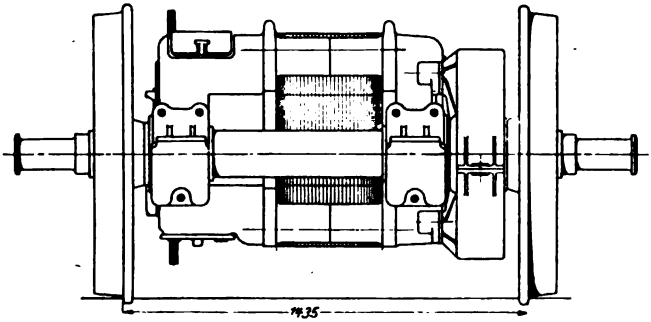


Fig. 274.

rüstung eingeschlossen, auf die etwa 6 t entfallen, hat 2 Drehgestelle und ist mit 2 Motoren ausgerüstet, die an einem Drehgestell befestigt sind und die Achsen mit Zahnrädern antreiben. Die Übersetzung der Zahnräder beträgt 1 : 4,26, der Laufraddurchmesser 1 m. Die äußeren Abmessungen und ein Bild des Motors geben Fig. 274—277 wieder.

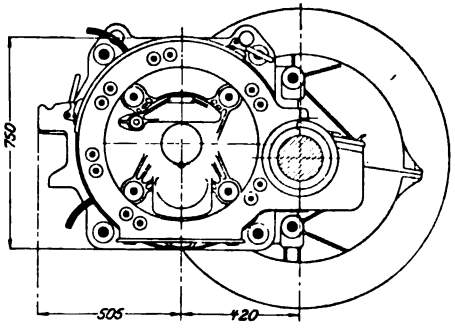


Fig. 275.

Neben der mechanischen Handbremse ist eine Westinghouse-Bremse vorgesehen. Die Druckluft erzeugt eine mit einem dreipferdigen Motor gekuppelte Pumpe.

Für den Notfall kann Rückstrom gegeben, d. h. die Fahrtrichtung umgekehrt werden.

Die Anordnung und Arbeitsweise der Motoren ist die folgende (siehe Fig. 278):

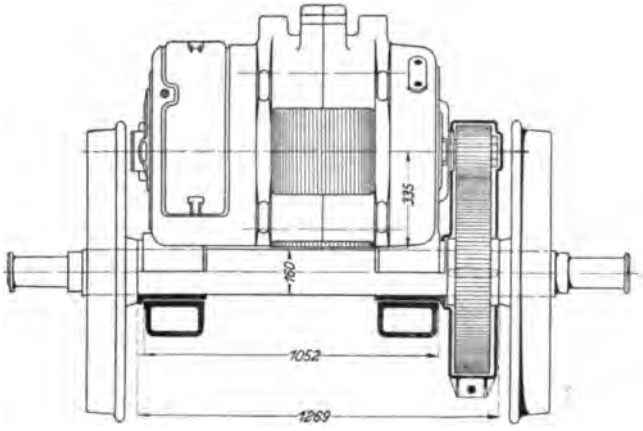


Fig. 276.

Der Motor besteht aus einem Stator nach Art derjenigen gewöhnlicher Induktionsmotoren mit in Nuten angeordneter, ein-

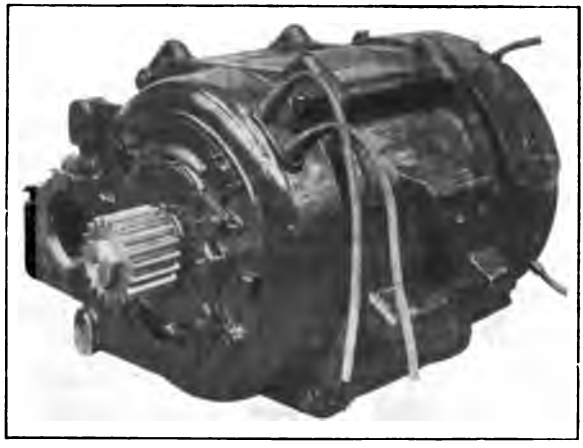


Fig. 277.

phasiger Wicklung und einer Kollektorarmatur, die in derselben Weise wie der Anker eines Gleichstrommotors ausgeführt ist. Auf diesem Anker sitzen zwei Bürstensätze, deren Achsen (auf 2 Pole bezogen) aufeinander senkrecht stehen. Der erste Satz, dessen

Achse mit der der Statorwicklung zusammenfällt, ist kurzgeschlossen und führt die eigentlichen Arbeitsströme, die durch das Feld Φ in der Richtung der Achse der Statorwicklung induziert werden. Der zweite Bürstensatz liegt an der Sekundärwicklung eines im Hauptstromkreise befindlichen Reihentransformators und führt nur Magnetisierungsströme, die ein auf dem ersterwähnten Feld senkrecht stehendes Querfeld F erzeugen. Dieses ergibt mit den Statorströmen das wirksame Drehmoment.

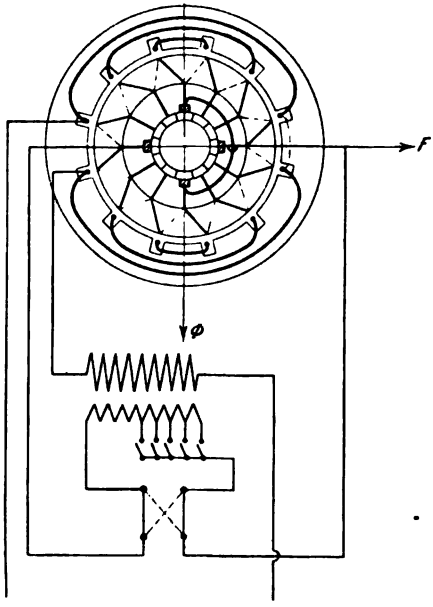


Fig. 278.

Das Vorhandensein der beiden getrennten Felder aber ermöglicht den funkenfreien Lauf des Motors. Die EMK., die in einer von einer Bürste kurzgeschlossenen Windung durch Induktion des einen Feldes F erzeugt wird, wird mit zunehmender Umlaufzahl durch die EMK., welche durch die Rotation im zweiten Feld Φ entsteht, vollständig aufgehoben. Beim Einphasen-Seriemotor ist dies nicht möglich. In der von der Bürste kurzgeschlossenen Windung wird dort eine von der Umlaufzahl unabhängige EMK. induziert, die durch nichts aufgehoben werden kann.

Durch die Drehung des Ankers wird aber ferner im Erregerkreis des Ankers eine EMK. induziert, welche nicht nur imstande ist, die schädliche EMK. der Selbstinduktion dieses Kreises, sondern auch die der primären und sekundären Streuung entsprechende EMK. vollständig aufzuheben, d. h. mit zunehmender Umlaufzahl nähert sich der Leistungsfaktor dem Werte $\cos \varphi = 1$, welcher Wert infolge der eigenartigen Regelung in weiten Grenzen konstant gehalten werden kann. Man kann deshalb, ohne den Motor elek-

trisch zu verschlechtern, den Luftspalt ebenso groß machen wie bei Gleichstrommotoren und an Stelle der geschlossenen offene Statornuten anwenden.

Das Übersetzungsverhältnis des Erregertransformators ist, z. B. durch Zu- oder Abschalten von Windungen, regelbar.

Ist der Reihentransformator auf ein bestimmtes Übersetzungsverhältnis eingestellt, so verhält sich der Motor ganz ähnlich einem Gleichstrom-Serienmotor, d. h. bei Stillstand haben Stromstärke und Drehmoment ihren größten Wert, und beide nehmen mit wachsender Umlaufzahl ab.

Dies geht auf folgende Weise vor sich: Einer bestimmten Gesamtstromstärke entspricht eine dem Übersetzungsverhältnis $\frac{\text{primär}}{\text{sekundär}}$ proportionale Stromstärke im Erregerkreis und ein dieser Stromstärke annähernd proportionales Erregerfeld F. Durch Rotation in diesem Feld entsteht eine EMK. in dem durch die kurzgeschlossenen Bürsten hergestellten Stromkreis, welche der augenblicklichen Umlaufzahl proportional ist und der durch Induktion des Hauptfeldes Φ erzeugten EMK. entgegenwirkt. Die Differenz dieser beiden EMKe. bewirkt, daß im Kurzschlußkreis ein Strom fließt, dem ein dem Verhältnis der Windungszahlen des Reihentransformators angepaßter Strom im Stator entspricht. Dieser erzeugt, wie bereits erwähnt, in seinem Zusammenwirken mit dem Erregerfeld F das wirksame Drehmoment. Ist dieses Drehmoment größer als das verlangte Arbeitsdrehmoment, so tritt folgendes ein: Die Umlaufzahl des Motors nimmt zu, dadurch wächst auch die elektromotorische Gegenkraft. Der Strom im Kurzschlußkreis, der Gesamtstrom des Motors und dementsprechend auch Erregerstrom und Erregerfeld nehmen ab. Da Feld und Strom, die miteinander das Drehmoment erzeugen, beide abnehmen, wenn die Umlaufzahl wächst, so wird sich schließlich eine Umlaufzahl einstellen, bei der das erzeugte und das verlangte Drehmoment einander gleich sind. Unterstützt wird diese Wirkungsweise noch dadurch, daß durch die Drehung des Ankers im Hauptfeld eine EMK. erzeugt wird, welche der Selbstinduktion des Erregerstromkreises entgegenwirkt, d. h. die Impedanz des

Erregerkreises sowie die zur Erzeugung des Erregerstromes notwendige EMK. nehmen mit wachsender Umlaufzahl ab. Es nimmt deshalb auch die scheinbare Impedanz des Reihentransformators ab, und von der Gesamtspannung entfällt mit wachsender Umlaufzahl ein größerer Teil auf den Stator; deshalb steigt die im Kurzschlußkreise induzierte EMK., und die Umlaufzahl muß noch weiter steigen, um eine Gegenkraft zu erzeugen, die jener das Gleichgewicht hält.

Verringert man nun das Übersetzungsverhältnis des Reihentransformators, so hat dies in erster Linie zur Folge, daß die charakteristische Kurve des Motors verschoben wird und zwar in der Weise, daß dasselbe Drehmoment, welches früher bei einer bestimmten Umlaufzahl N_1 auftrat, jetzt erst bei einer Umlaufzahl N_2 (größer als N_1) auftritt. Der gleichen Umlaufzahl entspricht jetzt ein größeres Drehmoment als früher. Auch das Drehmoment bei Stillstand ist natürlich größer.

Der Grund dafür, daß bei größerer Sekundärwindungszahl des Reihentransformators die Charakteristik des Motors höher liegt, ist folgender: Der Erregerstrom ist, wie erwähnt, proportional dem Übersetzungsverhältnis $\frac{\text{primär}}{\text{sekundär}}$, nimmt also bei gleicher Gesamtstromstärke mit wachsender Sekundärwindungszahl ab. Das Erregerfeld ist dementsprechend kleiner, und der Motor muß eine höhere Umlaufzahl annehmen, um die notwendige elektromotorische Gegenkraft zu erzeugen. Der gleichen Gesamtstromstärke entsprechen jetzt ein kleineres Drehmoment und eine größere Umlaufzahl als früher.

Der Anlauf des Motors wird in ganz entsprechender Weise durch Änderung der Übersetzung des Reguliertransformators bewirkt. Bei Stillstand bleibt der Stromkreis der Erregerbürsten unterbrochen. Die Primärwicklung des Reihentransformators wirkt als Drosselspule, und der ganze Motor wird nur von einem ganz kleinen Strom durchflossen. Es ist also überflüssig, die Primärwicklung (Hochspannungswicklung) des Motors für das Anhalten zu öffnen; es genügt vielmehr, den Erregerkreis (Niederspannung) zu öffnen, denn der Motor treibt nur dann, wenn der Erregerkreis geschlossen ist.

Steht der Motor still und wird zuerst der Statorkreis (Hochspannung) und dann der Erregerkreis geschlossen, so beginnt der Motor sich zu drehen, die Umlaufzahl nimmt zu, die Stromstärke ab. Nachdem die Umlaufzahl, die dem verlangten Drehmoment entspricht, überschritten ist, wird auf die nächste Stufe des Reguliertransformators geschaltet. Stromstärke und Drehmoment nehmen augenblicklich zu, da auf der zweiten Stufe, wie auseinandergesetzt, derselben Umlaufzahl ein größeres Drehmoment entspricht als auf der ersten. Dann beginnt die Stromstärke wieder abzunehmen, die Umlaufzahl zuzunehmen, und wenn wieder die für die zweite Stufe günstige Umlaufzahl überschritten ist, wird weiter geschaltet, und so fort, bis das verlangte Drehmoment bei der verlangten Umlaufzahl abgegeben wird. Dabei bewegt sich auf jeder einzelnen Stufe der Motor immer in der Nähe der für diese Stufe günstigsten Umlaufzahl, d. h. $\cos\varphi$ und η sind während des größten Teiles der Anlaufzeit (ungefähr von einem Drittel der normalen Umlaufzeit ab) gleichmäßig gut. Verluste in Widerständen treten beim Anlauf nicht ein. Die zu Beginn des Anlaufes aufgenommenen Ströme sind deshalb nicht wie bei Gleichstrommotoren, wo die Energie in Widerständen vernichtet wird, Wattströme, sondern wattlose Ströme. Die Größe dieser Ströme und damit die Rückwirkung auf das Netz ist nichtsdestoweniger kleiner als bei Drehstrommotoren.

Umgesteuert wird der Motor durch Umschalten der Stromrichtung des Erregerkreises mittels eines gewöhnlichen zweipoligen Niederspannungsumschalters. Anlassen, Regulieren und Umsteuern erfolgen demnach bei diesem System nur im Niederspannungskreis.

Die Motoren der Spindlersfelder Wagen haben eine Stundenleistung von rund 100 PS. Sie sind vierpolig und haben einen einseitigen Luftspalt von 3 mm. Das Gesamtgewicht eines Motors einschließlich des kleinen Zahnrades beträgt 2140 kg, das Gewicht des gemeinsamen Erregerstromtransformators für beide Motoren 1100 kg.

Schaltungsanordnung.

Um die Motoren vom Stillstand bis zur vollen Umlaufzahl zu regulieren, müssen, wie oben erwähnt, die Erregerbürsten an verschiedene Klemmen der Sekundärwindung des Erregertransformators gelegt werden. Die hierfür notwendigen Schalteinrichtungen sind dem bewährten Gleichstrom-Multiple-Unit-System der U. E. G.[1]) angepaßt und nur so weit verändert, wie es der Wechselstrombetrieb erforderlich macht.

Alle Schaltungen geschehen durch Öffnen und Schließen getrennter Schalter (Schützen), die elektromagnetisch betätigt werden. Den „Hilfsstrom" für die Betätigung dieser Schützen liefert ein kleiner Transformator. Durch Vermittlung eines kleinen Schalters, der sog. Meisterwalze, der nur geringe Stromstärken (eben jene „Hilfsströme") führt, erhalten die Schützen in bestimmter Reihenfolge Strom und schließen die entsprechenden Stromkreise. Der zur Umkehrung der Motoren dienende Fahrtwender ist gewissermaßen eine Doppelschütze. Je nach der gewünschten Fahrtrichtung wird die eine oder die andere Kontaktstellung hergestellt. Auch der Hochspannungsölschalter ist im wesentlichen eine Schütze, die von der Meisterwalze betätigt wird.

Die gesamte Schaltanordnung der Wagen zeigt Fig. 279. Der Strom geht vom Stromabnehmer über eine gewöhnliche Blitzschutzsicherung einerseits zum Transformator, der den Strom für die Steuerung der Schützen, für den Pumpenmotor, für die Westinghouse-Bremse und für die Beleuchtung liefert, andererseits zu einem als Maximalautomat ausgebildeten Ölschalter. Dieser wird eingeschaltet mittels einer Spule, die von der Meisterwalze ihren Strom erhält, ausgeschaltet mittels einer Spule, die von einem im Hochspannungsstromkreis liegenden Stromwandler gespeist wird und bei Überschreitung einer bestimmten Stromstärke den Ölschalter öffnet. Von dort gelangt der Strom in den Reihenreguliertransformator für die Erregung, dann durch zwei Trennschalter, die nur dazu dienen, einen Motor abzutrennen, wenn er

[1]) Siehe Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1903, S. 848.

beschädigt sein sollte, in die parallel geschalteten Statorwicklungen der Motoren und von dort zur Erde, die als Rückleitung dient.

Von den sekundären Abzweigungen des Erregerstromtransformators führt die eine zum Fahrtwender, die übrigen zu den ein-

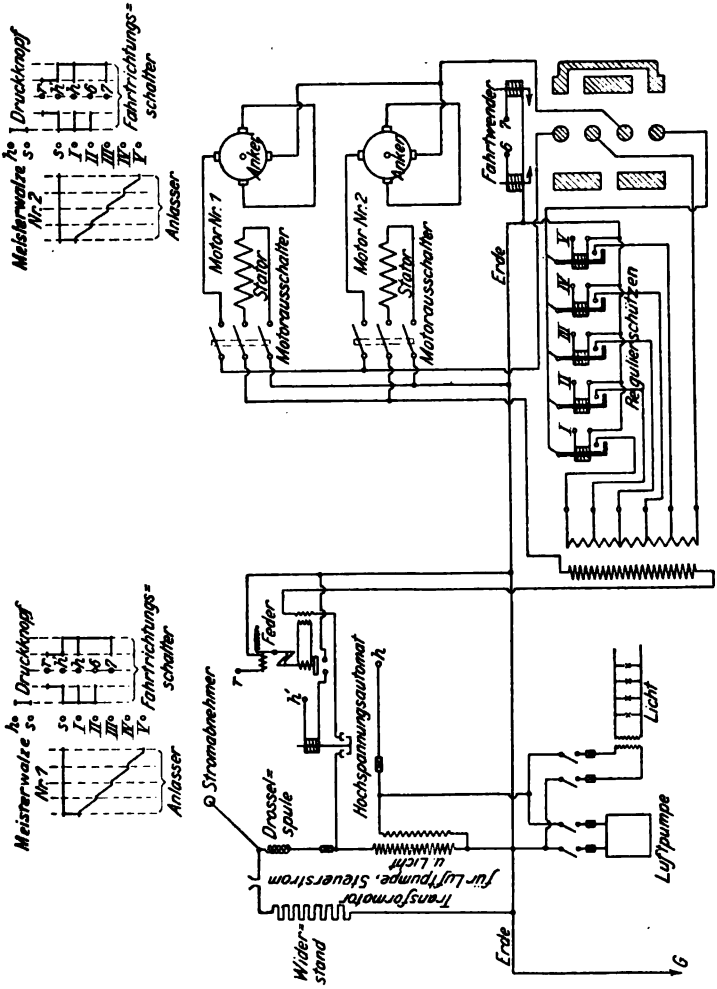


Fig. 279. Schaltungsschema des Motorwagens.

zelnen Schützen. Die von den Schützen wegführenden Leitungen gehen vereinigt ebenfalls zum Fahrtwender. Vom Fahrtwender führen zwei Leitungen zu den parallel oder in Reihe geschalteten Erregerkreisen der beiden Motoren, die ebenfalls durch Trennschalter einzeln abgetrennt werden können.

Die Meisterwalze hat wie die gewöhnlichen Straßenbahnfahrschalter zwei Zylinder, einen für die Einstellung der Fahrtrichtung und einen für die Fahrt. Die Kurbel des Fahrtrichtungszylinders kann nur gedreht werden, wenn die Fahrtkurbel auf „aus" steht. In der Fahrtkurbel befindet sich ein Druckknopf, der niedergedrückt sein muß, wenn die Regulierschützen Strom erhalten sollen. Läßt der Führer die Kurbel los, so werden die Motoren sofort ausgeschaltet.

Soll der Wagen in Gang gesetzt werden, so wird zuerst die Fahrtrichtungskurbel auf „vorwärts" (oder „rückwärts") gestellt. Es erhalten, wie aus dem Schema (Fig. 279) zu ersehen ist, die Spulen r und h' von h aus Strom, und der Hochspannungsautomat wird eingeschaltet. Gleichzeitig erhält auch eine der beiden Schützen 6 oder 7 des Fahrtwenders von h Strom und bringt den Fahrtwender in die verlangte Stellung.

Wird nun der Druckknopf niedergedrückt, d. h. s ebenfalls mit h verbunden und die Fahrtkurbel gedreht, so erhalten nacheinander die Spulen I—V Strom und schließen die entsprechenden Schützen.

Sämtliche Hochspannung führenden Apparate sind in einem feuerfesten Raum untergebracht, der abgesperrt ist und nur geöffnet werden kann, wenn der Bügel herabgelassen ist. Außerhalb dieser sog. Hochspannungskammer befindet sich auf dem Wagen nur noch eine einzige Hochspannung führende Leitung, die vom Stromabnehmer zur Hochspannungskammer und von dort zu den Motorklemmen geht. Die zweiten Klemmen der Motoren liegen unmittelbar an Erde. Das Dach des Wagens ist mit einem geerdeten Drahtnetz überspannt, so daß der Fahrdraht beim Reißen in unmittelbare Berührung mit dem Wagen kommen kann, ohne daß etwas anderes geschieht, als daß der Automat oder die Sicherung im Kraftwerk infolge des Kurzschlusses in Wirkung tritt und die Strecke abschaltet.

Alle zugänglichen Apparate, insbesondere auch die Fahrschalter, führen nur Niederspannung.

Am Untergestell der Wagen sind der Reihentransformator, der Pumpenmotor mit der angebauten Druckluftpumpe, das

Schützensystem, der Fahrtwender und die Trennschalter angebracht.

Das von der U. E. G. verwendete Schaltsystem, welches, wie erwähnt, in seinen Grundlagen dem Gleichstrom-Multiple-Unit-System vollständig gleicht, gestattet ohne weiteres, eine beliebige Anzahl Wagen von einem Führerstand aus zu steuern. Es müssen zu diesem Zweck nur die den Steuerstrom führenden Leitungen der einzelnen Wagen durch die Steckkontakte und Verbindungsleitungen miteinander verbunden werden. Dann erhalten alle Schützen den Steuerstrom von dem Wagen, von dem aus gesteuert wird, während der Arbeitsstrom (Hochspannungsstrom) jedem Wagen unmittelbar durch seinen eigenen Stromabnehmer zugeführt wird.

III. Betrieb.

Der Probebetrieb geschieht, wie bereits erwähnt, mit 2 Triebwagen; außerdem sind 3 Beiwagen von je 16 t Gewicht vorhanden. Die Wagen verkehren auf der Strecke teils einzeln, teils beide zusammengekuppelt, teils beide Triebwagen mit den 3 Beiwagen zu einem Fünfwagenzug zusammengestellt (siehe das Titelbild). Die elektrischen Probezüge verkehren auf demselben Gleise, das von den regelmäßigen Dampfzügen befahren wird, und sind nach einem festen Fahrplan zwischen die Dampfzüge eingeschoben.

Die Wagen sind für eine größte Geschwindigkeit von 40 km/Std. bestimmt, fahren jedoch auch teilweise mit einer Geschwindigkeit bis zu 60 km. Die Motoren haben sich auch für den angestrengten Verschiebedienst als sehr zuverlässig erwiesen. Der ganze Zug von 2 Motor- und 3 Beiwagen (155 t) wurde oft mit nur 2 Motoren rangiert und auch gefahren. Dem Drehstromsystem gegenüber hat sich auch die Eigenschaft der völligen Unabhängigkeit von der Linienspannung angenehm fühlbar gemacht. Mit zwei Drittel der Linienspannung konnte der Fahrplan noch ohne weiteres eingehalten werden. Mit 40% Motorspannung konnte noch angefahren und mit etwa 30 km Geschwindigkeit gefahren werden.

Über Einphasenbahnen.[1])

I. Einleitung.

Für die Versorgung großer Bahnnetze — seien es Stadtbahn-, Vorortbahn- oder Fernbahnsysteme — kommt nur hochgespannter Wechselstrom oder Drehstrom in Frage. Nur wo die zu bewältigenden Distanzen und Energiemengen genügend klein sind, so daß ohne Unterstation das Auslangen gefunden werden kann, wird in der Zentrale direkt Gleichstrom erzeugt werden können. Bei Verwendung von Wechsel- oder Drehstrom zur Übertragung und Gleichstrommotoren zur Zugförderung ergibt sich — selbst für Stadtbahnen — ein mittlerer Verlust von 25—30% von der Zentrale bis zum Trolley wegen der großen Verluste in den rotierenden Umformern und in den Speisekabeln. Die hohen Anschaffungskosten für Umformer und Speisekabel und die Bedienungskosten für die Umformer drücken sich noch deutlicher darin aus, daß die Kosten der Kilowattstunde am Fahrdraht 1,6—1,8 mal so hoch sind als in der Zentrale.

Die direkte Verwendung der Hochspannung am Fahrdraht ist von Ganz & Co. zum erstenmal bei der Valtellinabahn vorgeführt worden. Dem seinerzeitigen Stande der Elektrotechnik entsprechend wurden Drehstrommotoren in Anwendung gebracht. Das Verdienst der Firma Ganz & Co. wird nicht geschmälert, wenn diejenigen Eigenschaften des Drehstrommotors hervorgehoben werden, die ihn für eine breite Verwendung für Traktionszwecke ungeeignet erscheinen lassen. Der Drehstrommotor hat nur eine — wenn man die Kaskadenschaltung heranzieht, zwei — ökonomische Geschwindigkeiten. Alle anderen Geschwindigkeitsstufen können nur durch Vorschaltung von Widerständen erreicht werden. Über die Synchrongeschwindigkeit, unmittelbar unterhalb welcher der Motor den einzigen wirklich günstigen Arbeitsbereich besitzt, kann die Geschwindigkeit überhaupt nicht gesteigert werden. Eine solche Steigerung der Geschwindigkeit ist

[1]) Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1903, Heft 9 u. 10. Vortrag, gehalten am 23. Dezember 1903 im Wiener elektrotechnischen Verein.

aber für die verschiedensten Bahnbetriebe wünschenswert und in den meisten Fällen unerläßlich.

Man hat angeführt, daß man die Fahrplangeschwindigkeit so wählen kann, daß sie zwischen der Kaskadengeschwindigkeit, d. i. dem halben Synchronismus und dem vollen Synchronismus liegt. Aber damit ist in ökonomischer Weise ein Fahrplan nicht zu erreichen, wenn sich auch in einem oder dem anderen Falle so arbeiten läßt. Überdies hat es mit der Kaskadenschaltung seine Schwierigkeiten. Denn will man an der Linie Hochspannung verwenden, so kann man die Kaskadenmotoren nur bis zur halben Geschwindigkeit heranziehen. Darüber hinaus sind sie tote Last. Für Stadtbahnbetriebe zumal würden sie nur für die halbe Anfahrperiode nützlich sein, und drei Viertel der lebendigen Kraft müßten durch bloß eine Hälfte der vorhandenen Motoren in den Zug hineingebracht werden.

Wollte man die Kaskadenmotoren über die halbe Synchrongeschwindigkeit hinaus verwenden, so müßten die Anker (Läufer) ebenfalls für die Linienspannung gebaut werden, oder aber man müßte die Regelung der Motoren in einem Hochspannungskreis vornehmen. Beides sind unmögliche Bedingungen.

Weiter besitzt der Drehstrommotor die Eigentümlichkeit, daß sein Drehmoment quadratisch mit der Spannung abfällt. In schwierigen Fällen muß aber ein Bahnmotor erst recht genügend Zugkraft besitzen. Endlich ist bei Verwendung von Drehstrom eine zweipolige Zuleitung erforderlich, was zu weitgehenden Komplikationen in den Weichen und Kreuzungen führt.

Nur ein Wechselstrommotor, der all diese Eigenschaften nicht besitzt, kann für den Bahnbetrieb in wirklich ernste Konkurrenz mit dem Gleichstrommotor treten.

Die Einphasen-Kollektormotoren — Serien- oder Repulsionsmotoren — sind nun solche Motoren. Sie sind verlassen worden, weil man den Kurzschlüssen am Kollektor, die Feuer verursachten, nicht beikommen zu können glaubte. Pioniere auf dem Gebiete der Wechselstrom-Kollektormotoren sind Eickemeyer, E. Arnold und Déri. Die Motoren, die mit den beiden letzten Namen verbunden sind, liefen als Serien- bzw. Repulsionsmotoren an, um

als Induktionsmotoren weiterzulaufen. Aber insbesondere die Motoren von Déri waren ganz vorzügliche Kollektormotoren, wenigstens für ihre Zeit. Die Kenntnis dieser Motoren gab mir die Gewißheit, daß es möglich sein muß, Einphasen-Kollektormotoren selbst für den forcierten Bahnbetrieb zu bauen. Auf Grund vieljähriger Studien mit G. Winter konnte ich eine Reihe von grundlegenden Verbesserungen bei den Entwürfen in die Tat umsetzen.

II. Einphasenmotoren.

Diese Arbeiten in der wirksamsten Weise gefördert zu haben, ist ein Verdienst der U. E. G., deren Motor zuerst betrachtet werden soll. Sodann soll ein Vergleich mit den bekannten Motoren gegeben und so der Fortschritt, den der Motor der U. E. G. bedeutet, gezeigt werden.

a) Der W E-Motor der U. E. G.

Wenn eine Gleichstrom-Kollektorwicklung unter dem Einfluß eines Feldes Φ steht, so induziert das Feld vermöge seiner periodischen Schwankungen eine EMK.

(1) $$E_i = K \cdot \infty \cdot \Phi_{max} \cdot \cos\alpha \,.$$

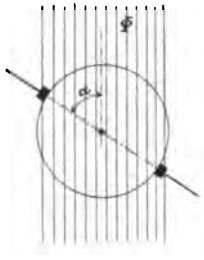


Fig. 280.

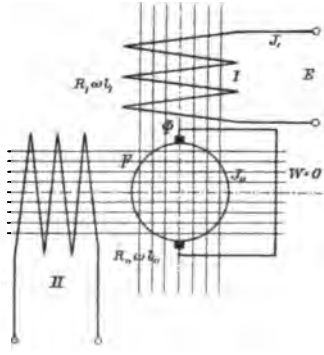


Fig. 281.

Darin ist ∞ die Periodenzahl, K eine Konstante des Motors.

Diese EMK. E_i ist der Phase nach senkrecht zu Φ.

Wenn die Gleichstrom-Kollektorwicklung mit n sekundlichen Umdrehungen gegen Φ läuft (auf ein zweipoliges System bezogen), so entsteht zwischen den Bürsten eine EMK.

(2) $$E_r = K \cdot n \cdot \Phi_{max} \cdot \sin\alpha \,.$$

Diese EMK. E_r ist in Phase mit Φ.

Denken wir uns nun einen idealen Fall, der durch Fig. 281 dargestellt ist. Eine kurzgeschlossene Ankerwicklung soll einerseits

unter dem Einfluß von Φ stehen, andererseits unter dem Einfluß von F.

Φ wird seinen Einfluß — unabhängig von der Umdrehungszahl — ausüben und eine EMK. in dem Anker induzieren, die gleich ist

$$E_J = K \cdot \sim \cdot \Phi_{\max}, \quad \text{da} \quad \alpha = 0 \quad \text{ist.}$$

F wird bei Stillstand einflußlos sein und mit zunehmender Geschwindigkeit eine immer größere EMK. im Anker hervorrufen. Diese ist nach (2) gegeben durch:

$$E_R = K \cdot n \cdot F_{\max}.$$

Wir können im übertragenen Sinne von einem Transformatorsystem mit dem Felde Φ als resultierendes Feld sprechen und können andererseits E_R als eine Gegen-EMK. der Rotation bezeichnen.

Denken wir uns nun — in irgendeiner Weise — F in Phase mit $J_{,,}$ gehalten. Dann wird E_R in gleicher Weise wirken wie ein Ohmscher Abfall und die Ströme $J_{,,}$ werden mit F ein mechanisches Drehmoment geben. E_R ist dann wirklich eine Gegen-EMK. wie etwa in einem Gleichstrommotor.

Wenn wir aber F — wieder durch irgendwelche Mittel — so gehalten denken, daß F z. B. um 90° nacheilend zu $J_{,,}$ ist, dann ist klar, daß E_R in diesem Falle so wie ein induktiver Spannungsabfall wirken muß. Man kann von einer wattlosen Gegen-EMK. sprechen. Ist — wie vorhin angenommen — F um 90° nacheilend $J_{,,}$ gegenüber, so ist diese wattlose Gegen-EMK. auch nacheilend $J_{,,}$ gegenüber. Ist F um 90° voreilend $J_{,,}$ gegenüber, so ist auch diese wattlose Gegen-EMK. voreilend gegenüber $J_{,,}$.

Gehen wir nun einen Schritt weiter (siehe Fig. 282) und erregen wir F nicht mehr durch eine am Ständer angebrachte Wicklung, sondern durch die umlaufende Ankerwicklung vermittels der Bürsten $b\,b$, die äquipotentiell zu BB sind. Wir wissen schon, daß für F phasennahe $J_{,,}$ oder $J_{,}$ eine wirkliche (Watt-) Gegen-EMK. auftritt, d. h. eine mechanische Drehmomentwirkung entsteht, indem das Transformatorsystem „I ... kurzgeschlossene Wicklung BB“ zur Arbeit gezwungen wird. Wenn dieses System

also durch die Rotation des Ankers belastet ist, dann ist Φ der Phase nach nahezu senkrecht zu $J_{,,}$ oder $J_{,}$, und zwar voreilend. Zwischen den Bürsten $b\,b$ tritt also tatsächlich eine wattlose, und zwar voreilende Gegen-EMK. auf, die die Selbstinduktion der Wicklung $b\,b$ (Feldwicklung) aufhebt.

Die Bedingung, F angenähert in Phase mit $J_{,}$, ist in dem Motor der U. E. G. nach den Studien von Winter und dem Vortragenden dadurch erreicht, daß die Bürsten $b\,b$ an die Sekundärwicklung eines Serientransformators angelegt sind (siehe Fig. 283). Der Strom i im Sekundärkreis dieses Transformators ist stets in Phase mit $J_{,}$. Dadurch sind die günstigsten Bedingungen für das mechanische Drehmoment erreicht, indem die $N, J,$ A.-W. des Ständers mit dem Felde F, das in Phase mit i und daher mit $J_{,}$ ist, in nahezu völliger Phasenübereinstimmung sind und mit einem örtlichen Winkel von 90° aufeinander wirken. Φ wächst von einem sehr kleinen Wert bei Stillstand zum vollen Wert, wenn der Motor läuft; dabei wird Φ immer mehr der Phase nach senkrecht zu $J_{,,}$. Mit zunehmender Geschwindigkeit wird also nicht nur die wirksame (Watt-)Gegen-EMK. im Motor wachsen, sondern auch die wattlose Gegen-EMK. zwischen $b\,b$, die proportional und in Phase mit Φ ist, und die die Selbstinduktion des Motors immer vollkommener aufhebt.

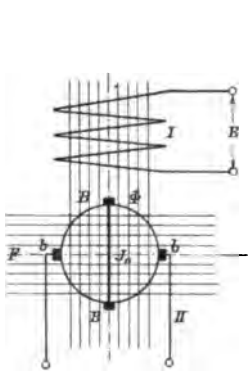


Fig. 282.

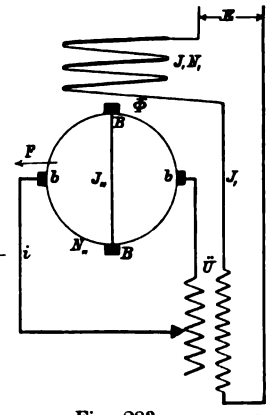


Fig. 283.

Der Transformator ist in der Regel mit veränderlichem Übersetzungsverhältnis $Ü = \frac{i}{J,} = \frac{\text{primäre}}{\text{sekundäre}}$ Windungszahl ausgerüstet. Für gleiches $J,$ ändert sich mit $Ü$ das Feld und daher die Tourenzahl. Erwähnt sei noch, daß das Feld Φ keine Drehmomentswirkung beim Lauf des Motors ausübt. Denn Φ ist dann nahezu

senkrecht der Phase nach zu $J_{,}$ und kann daher kein Drehmoment mit i oder $J_{,,}$ geben. Mit $J_{,,}$ auch schon deshalb nicht, weil die A.-W. $N_{,,} J_{,,}$ die gleiche Achse wie das Feld Φ besitzen.

Im Anlauf, wo Φ mit $J_{,}$, $J_{,,}$ und auch i der Phase nach einander nahekommen, ist Φ sehr klein.

Nun zur Frage der Funkenbildung.

Das Feld F induziert in der unter den Bürsten B kurzgeschlossenen Wicklungspartie eine EMK.

$$e_K = K_0 \cdot \sim \cdot F_{\max},$$

die Kurzschluß-EMK. des Stillstandes. Diese ist einzudämmen durch Wahl der Spannung per Segment und der Bürstenbreite. Man kann ihre Wirkung durch Einschaltung von Widerständen in diesen kurzgeschlossenen Wicklungskreis ein wenig abdämpfen. Aber wenn diese Kurzschlüsse dauernd vorhanden sind, erwärmen sie Kollektor und Bürsten und geben wohl, wenn mit zunehmender Geschwindigkeit die Kommutierung im gewöhnlichen Sinne hinzukommt, Anlaß zum Feuern. Deshalb haben ja bis jetzt die Kollektormotoren nur im Anlaufsstadium gearbeitet; für Lauf wurde der Kollektor ausgeschaltet und der Motor lief als Induktionsmotor weiter.

In unserem Motor kommt uns das zweite Feld, Φ, wieder zu Hilfe. In der kurzgeschlossenen Wicklungspartie wird durch die Rotation im Felde Φ eine EMK.

$$e_R = K_0 \cdot n \cdot \Phi_{\max}$$

erzeugt.

e_R und e_K wirken nun im wesentlichen entgegen, und wenn wir annehmen, Φ sei phasensenkrecht zu F und größengleich mit F, so würde für

$$n = \sim$$

die EMK. in der kurzgeschlossenen Wicklungspartie gleich Null.

Das heißt in anderen Worten: mit zunehmender Geschwindigkeit bildet sich im Motor ein immer vollkommener werdendes Drehfeld aus, so daß die Induktion in der durch die Bürste B kurzgeschlossenen Wicklungspartie immer geringer wird. Da aber die Kurzschlußenergie mit dem Quadrat der Gesamt-EMK. in

der kurzgeschlossenen Wicklungspartie abnimmt, so wird, wenn der Motor läuft, der Verlust rasch abnehmen, und die Bürste nähert sich immer mehr den Bedingungen einer gewöhnlichen Gleichstrombürste.

Bemerkt sei noch, daß die die Erregerströme der Armatur zuführenden Bürsten $b\,b$ niemals einen Kurzschluß verursachen. Im Anlauf ist Φ sehr klein, wenn Φ wächst, so zwar, daß

$$\Phi = \frac{n}{\sim} F$$

ist, so würde

$$e'_K = K_0 \cdot \sim \cdot \Phi_{\max} = K_0 \cdot \sim \cdot \frac{n}{\sim} \cdot F_{\max}$$

sein. Wächst aber n, so ist

$$e'_R = K_0\, n\, F_{\max}\,.$$

Ein Blick zeigt, daß $e'_K = e'_R$ für alle Geschwindigkeiten ist.

Diese Beziehungen zeigen deutlich, daß die Erregerbürsten keinerlei Schwierigkeiten ergeben können, denn unter ihnen kommen keine Kurzschlüsse vor.

Nachdem wir diesen neuen Motor in seinen wesentlichen Zügen kennen gelernt haben, wollen wir eine Betrachtung der bekannten Anordnungen anschließen.

b) Der Serienmotor hat außer dem wesentlichen Nachteil, daß er nur für niedere Spannung gebaut werden kann, den Nachteil, daß die Kurzschlußverluste unter den Bürsten unabhängig von der Tourenzahl sind. Ist das Ankerfeld nicht kompensiert, so ist man, will man bei Lauf gutes $\cos\varphi$ erzielen, gezwungen, große Polzahlen zu verwenden, um mit $2^1/_2$—$3^1/_2$fachem Synchronismus zu arbeiten. Kompensiert man das Ankerfeld — sei es durch Gegenwindungen, ähnlich wie in der Dérischen kompensierten Gleichstrommaschine, oder durch Kurzschluß eines Wicklungssystems am Stator[1]) (siehe Fig. 284a, b, c), so wird der Nutzeffekt beeinträchtigt. Allerdings kann man auch — wie

[1]) Dies ist mir seinerzeit erstmals durch Déri bekannt geworden; auch eine Ganzsche Maschine, die ich vor Jahren in der Engerthstraße sah, hatte diese Ankerkompensation.

Finzi es getan hat — die Ankerselbstinduktion verringern, indem man die Pole schlitzt. Das aber ist nur ein Palliativmittel. Immer bleibt man bei Serienmotoren an niedrige Periodenzahl gebunden, und man muß — um die Funkenbildung auf ein praktisches Maß herabzudrücken — mit der Spannung per Segment tiefer bleiben als bei dem Motor der U. E. G.

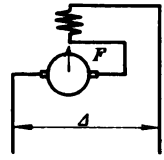


Fig. 284a.

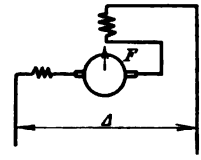


Fig. 284b.

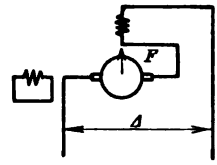


Fig. 284c.

c) Eine Maschine wesentlich höherer Kategorie stellt der Repulsionsmotor dar (siehe Fig. 285 und 286). Dieser Motor erzeugt das Magnetfeld durch den Anker (Läufer). Ist α der Bürstenwinkel (Winkel zwischen der Bürstenachse und der Achse der Ständerwicklung) und sind $J_{,,}$ $N_{,,}$ die totalen Amperewindungen des Läufers, dann werden

$J_{,,}$ $N_{,,}$ $\cos\alpha$ Amperewindungen durch die Ständerwicklung balanciert, und dieser Transformatorwirkung entspricht das Feld Φ in der Achse der Ständerwicklung; dagegen werden

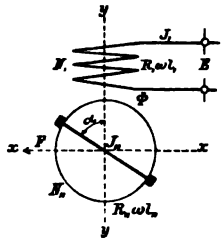


Fig. 285.

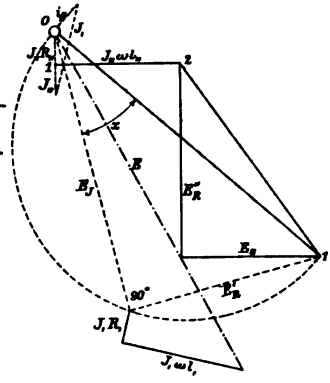


Fig. 286.

$J_{,,}$ $N_{,,}$ $\sin\alpha$ Amperewindungen ein Feld in der auf der Ständerwicklungsachse senkrechten Achse erzeugen, das eigentliche Magnetfeld F der Maschine. Dieses gibt mit den Strömen ($J_{,}$) der Ständerwicklung das wirksame mechanische Drehmoment. Im Anker einer solchen Maschine gibt es vier EMKe., deren Summe gleich sein muß dem Ohmschen und Streuabfall in der Ankerwicklung selbst.

1. Eine EMK., die dem wechselnden Kraftfluß Φ entspricht, durch $E_J = K \cdot \sim \cdot \Phi_{max} \cdot \cos\alpha$ gegeben ist und der Phase nach auf Φ senkrecht steht.

2. Eine EMK., die dem wechselnden Kraftfluß F entspricht und gleich ist $E_S = K \cdot \sim \cdot F_{max} \cdot \sin\alpha$ und der Phase nach auf F, d. i. $J_{,,}$ senkrecht steht.

3. Eine EMK., die entsteht durch die Rotation des Ankers im Felde Φ, die gleich ist $E'_R = K \cdot n \cdot \Phi_{max} \cdot \sin\alpha$ und in Phase mit Φ ist.

4. Eine EMK., die entsteht durch die Rotation des Ankers im Felde F, die gleich ist $E''_R = K \cdot n \cdot F_{max} \cdot \cos\alpha$ und in Phase mit F ist, also $J_{,,}$.

Aus dieser einfachen Betrachtung ergibt sich das einfache Diagramm des Repulsionsmotors wie folgt:

An $J_{,,}\, R_{,,}$, dem Ohmschen Abfall in der Armaturwicklung (samt Bürsten und Bürstenverbindung), reiht sich $J_{,,}\, \omega\, l_{,,}$, das ist der der Nut- und Stirnstreuung entsprechende Spannungsabfall. Daran nun E''_R [siehe Gleichung (4)], das mit $J_{,,}$ in Phase ist und durch $J_{,,}$, α und n, sowie die magnetischen Konstanten der Maschine vollkommen definiert ist; daran E_S. Die Schlußlinie 01 stellt eine EMK. vor, die der geometrischen Summe aus E'_R und E_J gleich sein muß. Der Winkel x ist dabei definiert aus (1) und (3):

$$\operatorname{tg} x = \frac{n}{\sim} \operatorname{tg}\alpha\,,$$

und da außerdem E'_R und E_J aufeinander zeitlich senkrecht stehen, so ist der Linienzug gegeben. Aus E_J ergibt sich in bekannter Weise i_μ, daraus und aus $J_{,,}$ entsteht $J_{,}$, und fügt man zu E_J den dem primären Ohmschen Widerstand ($R_{,}$) und der primären Streuung entsprechenden Abfall hinzu $J_{,}\, R_{,}$ bzw. $J_{,}\, \omega\, l_{,}$, so ergibt sich im Diagramm E so wie die Phasenverschiebung $(J_{,}\, E)$. Das Drehmoment ist gegeben durch $D = C \cdot E_S \cdot J_{,} \sin(E_S J_{,})$.

d) Ich habe diese Beziehungen auseinandergesetzt, um einen Vergleich zwischen diesem Motor und dem WE-Motor der U. E. G. anstellen zu können. Hier wie dort gibt es zwei Felder im Motor: Φ und F. Aber im Repulsionsmotor ist Φ von Anfang an nahezu

in voller Größe vorhanden, während es im WE-Motor sukzessive steigt. In beiden Motoren sind Φ und F im Anlauf nur wenig in der Phase verschieden, und diese Phasenverschiebung wächst mit zunehmender Geschwindigkeit. Das Feld F gibt in beiden Fällen das Drehmoment mit den primären Strömen J_1. Im WE-Motor ist F mit J_1 sehr nahe in Phase, denn der Magnetisierungsstrom des Serientransformators, der ohnedies beliebig klein gemacht werden kann, wird mit zunehmender Geschwindigkeit immer vernachlässigbarer, da die auf ihn entfallende Spannung immer kleiner wird. Im Repulsionsmotor dagegen ist F mit J_{11} in Phase, und zwischen J_{11} und J_1 besteht immer jener Phasenwinkel, der dem Magnetisierungsstrom i_μ für das Feld Φ entspricht.

Dieser Magnetisierungsstrom hängt vom Luftspalt des Motors ab und läßt sich — besonders bei Bahnmotoren — nicht vernachlässigbar klein gestalten. Obwohl also im Repulsionsmotor eine EMK. E_R'' existiert, die bestrebt ist die Kilovoltampere, die zur Erregung notwendig sind, aufzuheben, wird der Repulsionsmotor den Leistungsfaktor 1 nie erreichen können. Denn selbst für den Grenzfall, daß in der Armatur keine Phasenverschiebung vorhanden ist, bleibt noch die Phasenverschiebung, die dem Magnetisierungsstrom entspricht. In unserem Motor dagegen wird auch diese aufgehoben.

Mit anderen Worten: Für einen gegebenen Netzstrom J_1 gibt der Repulsionsmotor ein dem cos der Phasenverschiebung zwischen J_{11} und J_1 entsprechendes geringeres Drehmoment als der WE-Motor.

Das Vorhandensein der zwei Felder Φ und F wird auf die sukzessive Aufhebung der Kurzschluß-EMK. unter den Bürsten ganz ähnlich wirken wie in unserem Motor.

Da der Repulsionsmotor mit beliebig hoher Spannung betrieben werden kann, so wäre er immerhin ein weit vollkommenerer Bahnmotor als der Serienmotor, dessen charakteristische Geschwindigkeitskurve er im wesentlichen besitzt.

Die Fehler des Repulsionsmotors sind die folgenden: 1. kann seine Geschwindigkeit nur durch Regelung der Primärspannung E geregelt werden. Das gibt Hochspannungsschalter oder Potential-

regulatoren. Beides kommt höchstens für Lokomotiven in Betracht. Für Zugsteuerungen eignen sich diese Methoden wenig. Die Bürstenverdrehung, die auch eine mögliche Regelungsart vorstellen würde, hat meines Erachtens wenig praktische Aussicht. Auch bei den besten Maschinen ist man zufrieden, wenn die Bürsten mechanisch feststehen. Gibt es doch, wenn alle elektrischen Kommutierungsschwierigkeiten beseitigt sind, noch die mechanischen, wie bei allen Gleichstrommaschinen. Denn bei nicht gut aufliegender Bürste feuert auch die beste Maschine.

2. Macht die Reversierung des Repulsionsmotors Schwierigkeiten. Ein zweites Bürstensystem — symmetrisch zum ersten — erhöht die Bürstenzahl und Reibung. Eine zweite Statorwicklung oder die Anwendung einer Statorwicklung die abwechselnd in zwei Achsen benützt werden kann, gibt eine größere Komplikation im Stator und eine schlechtere Ausnützung bzw. höhere Ohmsche Verluste. In Fig. 287 ist ein Ausweg schematisch angedeutet, der sich in Atkinson, „Minutes of Proc. of Electrical Engineers" findet, und der auf einer Auffassung des Repulsionsmotors beruht, die mir erstmals durch Déri bekannt geworden ist. Man zerlegt die Statorwicklung in zwei Teile, von denen der eine Teil seine Achse in der Richtung der kurzgeschlossenen Ankerwicklung hat, der zweite senkrecht dazu (siehe Fig. 287). Um zu reversieren, muß man bloß diesen zweiten Teil verkehrt einschalten. Tut man dies, so nimmt man dem Repulsionsmotor ein gut Teil seiner Eigenschaften.

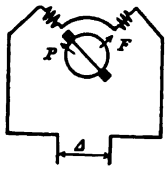


Fig. 287.

E_S [Gleichung (2)] wird in den Stator verlegt, E'_R verschwindet, weil $\sin\alpha = 0$. Es verschwindet demnach die die Selbstinduktion aufhebende EMK. aus der Armatur. E_J entspricht der geometrischen Summe aus $J_{,,} R_{,,}$, $J_{,,} \omega l_{,,}$ und $E''_R = K \cdot n F_{\max} \cdot \cos\alpha = K \cdot n F_{\max}$.

F ist proportional dem Primärstrom J, und gibt das Drehmoment mit $J_{,,}$.

Durch eine solche Zerlegung der Ständerwicklung wird daher der $\cos\varphi$ verschlechtert, weil eben die wattlose Gegen-EMK. aus

der Armatur verschwindet. Dagegen bleibt die sukzessive Aufhebung der Kurzschluß-EMK. unter den Bürsten.

In der WE-Anordnung sind alle Vorteile des Serien- und Repulsionsmotors vereinigt. Wir haben dort die Aufhebung der S. J. bis zur Erreichung von $\cos\varphi = 1$, weil F und J, miteinander

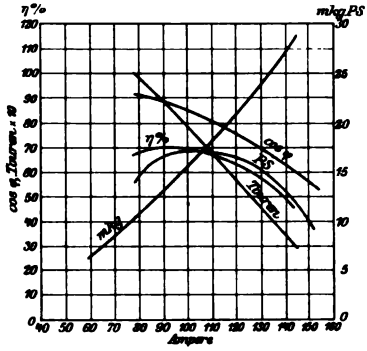


Fig. 288. Kompensierter Serienmotor; 220 Volt, 25 ∼, 2 mm Luft einseitig.

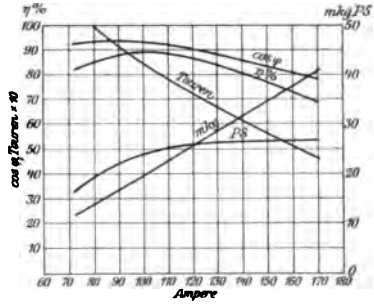


Fig. 289. Repulsionsmotor; 220 Volt, 25 ∼, 2 mm Luft einseitig.

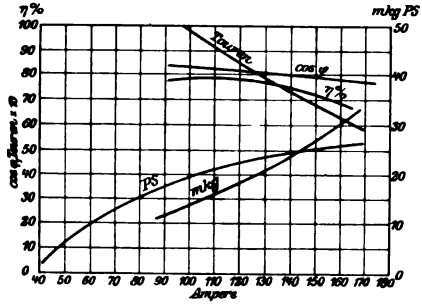


Fig. 290. WE-Motor; 220 Volt, 25 ∼, 2 mm Luft einseitig. Übersetzung des Reguliertransformators 40/64.

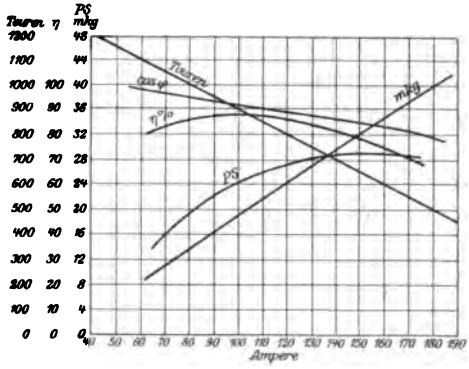


Fig. 291. WE-Motor; 220 Volt, 25 ∼, 2 mm Luft einseitig. Übersetzung des Reguliertransformators 32/64.

phasengleich sind; wir haben die Aufhebung der Kurzschluß-EMK. unter den Bürsten mit zunehmender Geschwindigkeit; wir haben eine Reversierung durch Schaltung im Niederspannungskreis ohne Unterbrechung der Ständerwicklung.

Ein ziemlich gutes Bild über die relativen Eigenschaften des Serien-, Repulsions- und WE-Motors geben die Fig. 288, 289, 290, 291,

die die charakteristischen Kurven für jede der Motortypen enthalten. Diese Kurven sind die Darstellungen von Versuchsresultaten an einem und demselben Kollektormotor und sind im Versuchsfeld der U. E. G. aufgenommen.

Im Serientransformator endlich, der im wesentlichen nur die Erregung liefert, besitzen wir einen bequemen Geschwindigkeitsregulator. Es sei

$$F = m \cdot i \quad \text{und} \quad (N, J_,) = n \cdot J, \quad \text{gesetzt.}$$

$\frac{i}{J_,} = \ddot{U}$ sei das veränderliche Übersetzungsverhältnis $\frac{\text{primär}}{\text{sekundär}}$.

Das Drehmoment ist aber

$$D = C \cdot (N, J_,) \cdot F = C \cdot m \cdot n \cdot J_, \cdot i.$$

Wird z. B. bei gegebenem $J_,$ $\ddot{U}$ vergrößert, so wächst i, damit F und damit das Drehmoment. Man erhält eine andere Charakteristik.

Wenn man auch die Totalspannung E des Motorsystems verändert, so ergibt sich folgende ideale Beziehung für das Drehmoment mit Bezug auf die Kommutierung:

Von den beiden Faktoren der Drehmomentsgleichung wird $(N, J_,)$ bzw. das entsprechende $N_,, J_,,$ um so mehr Einfluß auf die Kommutierung haben, je größer n ist; das ist die gewöhnliche Kommutierung, wie bei Gleichstrom auch. Der andere Faktor F verliert seinen Einfluß mit zunehmendem n, wie wir gesehen haben. Man würde also bei solchen Kommutatormotoren, wenn man sie ideal ausnützen wollte, zur Erzielung eines hohen Anlaufstorques $N, J,$ auf Kosten von F forcieren. Man hat dazu einerseits den regelbaren Serientransformator, andererseits die Regelung der Gesamtspannung zur Verfügung. Denn für gegebenen Torque ist J, E gegeben.

e) In Fig. 292 sind die aufgenommenen Werte für den Motor WE I, wie er in Spindlersfeld läuft, aufgetragen, und zwar für $E, = 6000$ Volt, $25 \sim$ und veränderliches Übersetzungsverhältnis des Serientransformators.

Alle anderen Angaben sind auf dem Kurvenblatt verzeichnet. Von ganz besonderem Interesse ist es, daß, wenn man auf eine

höhere Charakteristik übergeht, so daß sich bei gleichem Drehmoment die Geschwindigkeit erhöht, daß dann gleichzeitig die $\cos\varphi$- und η-Kurve mitwandert. Man kann tatsächlich den Motor in weiten Grenzen mit sehr günstigem $\cos\varphi$ und η verwenden. Der Wirkungsgrad bleibt um 3—5% unter dem Wirkungsgrad des Gleichstrombahnmotors gleicher Leistung (ca. 120 PS durch 1 Std.). Dabei ist das Gewicht um 14% größer. Soweit nicht die Hochspannung dabei eine Rolle spielt, sind es die größeren Kollektorverluste, welche den Nutzeffekt erniedrigen und das Gewicht erhöhen. Die Kollektorverluste sind tatsächlich der einzige Unterschied zuungunsten des Wechselstrom-Kollektormotors dem Gleichstrom-Bahnmotor gegenüber. Die Eisenverluste sind nicht wesentlich höher als im Gleichstrommotor und sind bei diesem System auch nicht konstant wie beim Drehstrommotor. Der Umstand, daß nur das Ständereisen Verlust während der ganzen Dauer der Einschaltung (Arbeitsentnahme) hat, dagegen im Läufer mit zunehmender Geschwindigkeit die Eisenverluste aufhören (Drehfeldbildung), kommt dem Motor zugute.

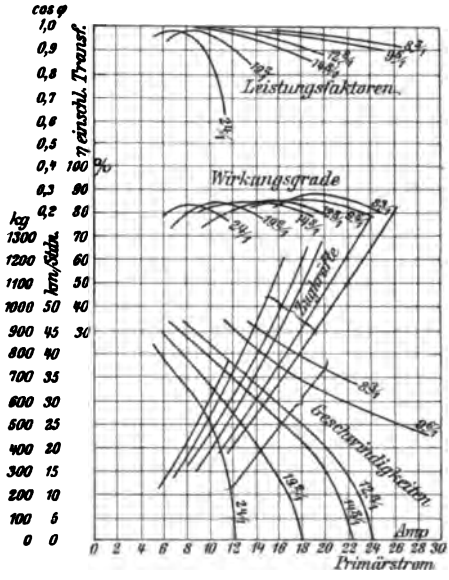


Fig. 292. WE 1-Motor. Zahnrad 1 : 4,26. Raddurchmesser 1000 mm.

Bezüglich der Erregerbürsten habe ich schon gezeigt, daß sie sich immer in idealen Verhältnissen, d. h. in solchen Verhältnissen wie die Bürsten einer Gleichstrommaschine befinden. Denn für sie sind die Gleichungen für die Aufhebung der Kurzschluß-EMK. immer erfüllt. Sie führen außerdem nur etwa $^1/_4$—$^1/_3$ des Arbeitsstromes. Im Motor WE I sind daher beispielsweise 2×2 Kurzschlußspindeln und 2×1 Erregerspindeln vorhanden, die außer-

dem nur halb soviel Kohlen besitzen wie die Kurzschlußspindeln. Die Kohlen haben ca. 10 mm Breite, also ähnlich wie sonst Gleichstrombürsten. Der Ständer hat eine einphasige Wicklung. Die Ausnützung ist durchaus nicht schlechter wie im Drehstrommotor, denn, da der Motor auch die Streu-EMKe. kompensiert, so kann man beliebig tiefe Nuten nehmen und so die Kupfermenge, die im Drehstrommotor in den Phasen gewissermaßen nebeneinander liegt, übereinander anordnen. Diese Ständerwicklung zeichnet sich der Drehstromwicklung gegenüber durch das Fehlen jeglicher Kreuzung der Spulen aus, ein praktisch sehr wertvolles Moment.

Die Ankerwicklung ist genau gleich einer Gleichstrom-Kollektorwicklung.

III. Betrieb von Bahnen mit den Motoren der U. E. G.

Die Charakteristiken des Motors WE I, wie sie im Versuchsfeld aufgenommen wurden, gestatteten eine Reihe von Studien

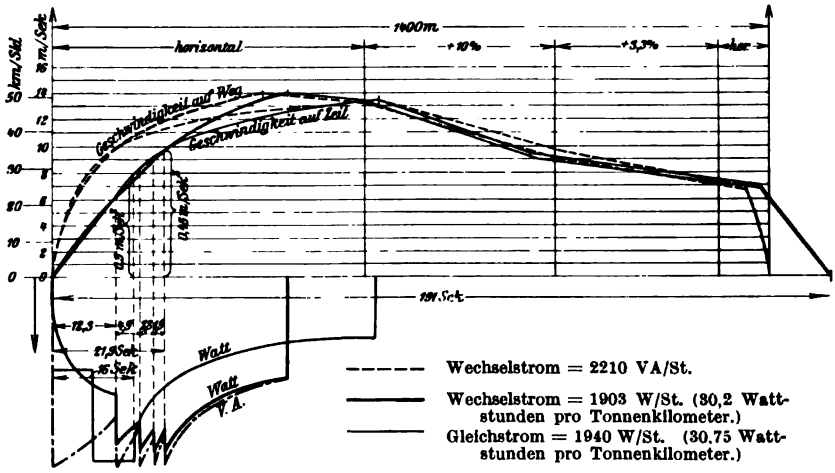


Fig. 293.

aufzustellen über den relativen Wert des Einphasen- und Gleichstrommotors. Fig. 293 zeigt eine dieser Studien für einen 45-t-Zug, der einmal mit 2 Motoren GE 66 (Gleichstrom 600 Volt), das anderemal mit 2 WE I (Wechselstrom 6000 Volt) ausgerüstet gedacht ist.

Bei Gleichstrom ist mit konstanter Stromstärke in den Motoren beschleunigt, ebenso bei Wechselstrom. Das ergibt bei Gleichstrom die Stufe in der Stromkurve (infolge der Serien-

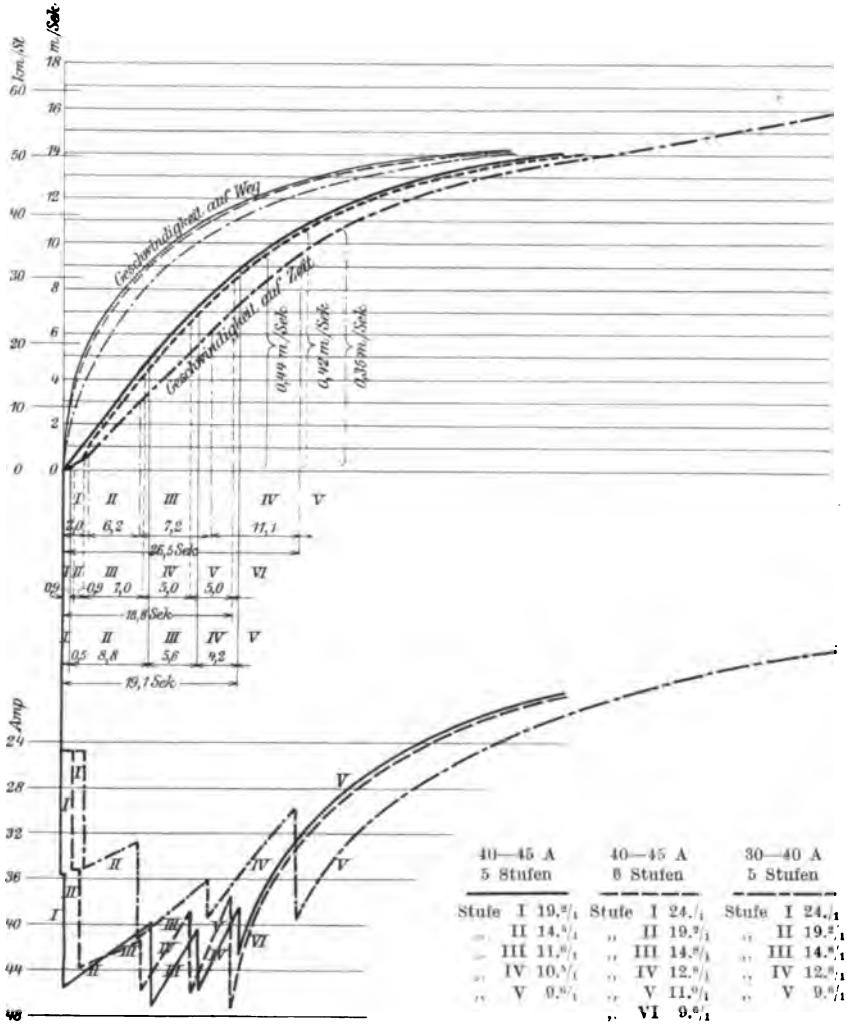


Fig. 294.

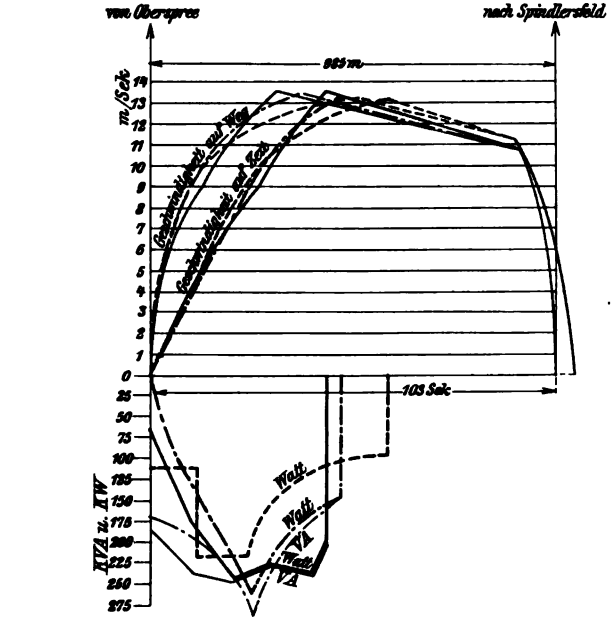
parallelschaltung). Bei gleicher Zahnradübersetzung erreicht der Gleichstrommotor bei ca. 33 km seine Charakteristik und die mögliche Beschleunigung ist dann durch die Stromaufnahme ge-

geben. Bei Wechselstrom gibt es keine solche Grenze, denn durch die Wahl des Übersetzungsverhältnisses am Transformator kann man die Charakteristik beliebig verlegen und deshalb bis zu beliebig hoher Geschwindigkeit voll beschleunigen. Die Endgeschwindigkeit kann daher bei gleichem Maximalstrom bei Wechselstrom sowohl „auf Zeit" als „auf Weg" bezogen früher erreicht werden. Dabei zeigt sich bei Wechselstrom eine sehr weitgehende Unabhängigkeit von der Zahl der Stufen und von dem Tempo des Schaltens (siehe Tafel Fig. 294). Dort sind die Strom- und Geschwindigkeitskurven für den Wagen, der in Nieder-Schöneweide—Spindlersfeld läuft und der 52 t wiegt, konstruiert. Schaltet man bei 40—45 Ampere (2 Motoren) in 5 oder 6 Stufen, so ergibt sich, trotz der absichtlich angenommenen unregelmäßigen Schaltung, eine Beschleunigung von 0,42—0,44 m/Sek.^{2}, was, auf einen 40-t-Wagen bezogen, einer mittleren Beschleunigung von 0,56 m/Sek.^{2} entsprechen würde. Schaltet man selbst in 5 Stufen so unregelmäßig, wie es die strichpunktierte Kurve anzeigt (zwischen 30 und 40 Ampere schwankend), so ist die mittlere Beschleunigung, auf einen 40-t-Wagen bezogen, noch immer $\frac{0{,}35 \times 52}{40} = 0{,}452$. Ich erwähne die Werte auf 40 t bezogen, weil diese Last im normalen Stadtbahnbetrieb 2 Motoren dieses Gewichtes bei Gleichstrom entsprechen würde.

Am lehrreichsten sind die Kurven in Tafel Fig. 295. Dort sind die auf der Versuchsbahn gemessenen Werte den für Einphasenstrom und Gleichstrom berechneten Werten gegenübergestellt. Der Wattverbrauch ist mit dem Zähler gemessen; außerdem sind Volt-, Ampere- und Wattmeterablesungen angestellt und aufgetragen worden. Auch die jeweilige Geschwindigkeit des Wagens ist gemessen. Die stark ausgezogenen Werte sind die gemessenen Wechselstromwerte, die strichpunktierten die berechneten Wechselstromwerte, die strichlierten die berechneten Gleichstromwerte. Die Streckendistanz ist genau 985 m und die Zeit 103 Sek. Das sind die Werte, die beim Versuch gemessen wurden. Bei dieser Distanz und 34,4 km/Std. mittlerer Geschwindigkeit ist der berechnete Gleichstromwert 43,6 W/Std. per t und km. Dabei ist der Pumpen- und Steuerstrom nicht berechnet.

Der berechnete Wechselstromwert ist 41 W/Std., also um mehr als 6% niedriger. Der berechnete mittlere $\cos\varphi$ ist trotz der forcierten Anfahrt 0,82.

Der gemessene Wattstundenverbrauch ist bei Wechselstrombetrieb 45 W/Std. per t und km, da der Steuerstrom, der Pumpenstrom hinzukommt und außerdem die Anfahrt in der Kurve von



Wechselstrom gemessen einschließlich Steuer- und Pumpenstrom: 2675 VA/Std. 2300 W/Std. = 45,0 W/Std. für 1 t/km, $\cos\varphi = 0{,}86$.

Wechselstrom berechnet ausschließlich Steuer- und Pumpenstrom: 2560 VA/Std. 2100 W/Std. = 41,0 W/Std. für 1 t/km, $\cos\varphi = 0\,823$.

Gleichstrom berechnet ausschließlich Steuer- und Pumpenstrom: 2230 W/Std. = 43,6 W/Std. für 1 t/km.

Fig. 295. Mittlere Fahrgeschwindigkeit 34,4 km/St.

300 m erfolgte. All diese Ursachen lassen auf einen Mehrverbrauch an Wattstrom schließen. Deshalb ist auch der gemessene $\cos\varphi$ noch etwas höher als der berechnete, nämlich 0,86. Bei einer Reihe anderer Versuche bei einer mittleren Stationsentfernung von ca. 1000 m und einer mittleren Geschwindigkeit von 26—27 km/Std. ergab sich der gemessene Wattverbrauch bei Wechselstrom zu 26,4 W/Std. per t und km, der mittlere $\cos\varphi = 0{,}75$.

Nach all diesen Studien und den sie bestätigenden Versuchen ist es gar keine Frage, daß der Wechselstrommotor den schwersten Bedingungen der Traktion gewachsen ist. Dies zeigte sich auch bei einer Reihe scharfer Versuche, die mit einem 150-t-Zug, aus 2 Motor- und 3 Beiwagen bestehend, angestellt wurden.

Nachdem die Multiple-Unit-Steuerung ihre Probe voll bestanden hatte, wurde der ganze Zug von einem Motorwagen gezogen und rangiert. Das Rangieren (per Motor entfielen etwa 77,5 t) stellt naturgemäß eine ziemlich harte Beanspruchung für diese Motoren dar. Nichtsdestoweniger konnte ein Feuern oder eine größere Erwärmung an keinem Teil bemerkt werden.

Was nach den vorliegenden Charakteristiken zu erwarten war, sich aber im praktischen Betrieb sehr angenehm bemerkbar machte, ist die völlige Unabhängigkeit von der Linienspannung. Mit 4000 Volt (zwei Drittel der Linienspannung) konnten die Motoren den Fahrplan noch bequem einhalten, und mit 2000 Volt per Motor (für diesen Versuch wurden die Motoren, die sonst stets parallel liegen, in Serie geschaltet) konnte der 52-t-Wagen noch anfahren und mit etwa 30 km Geschwindigkeit fahren.

Der Stand der elektrischen Vollbahnen mit besonderer Berücksichtigung der Einphasenbahnen.[1])

Die Einführung des elektrischen Bahnbetriebes ist seit einem Jahrzehnt die Lieblingsaufgabe der Elektrotechniker. Die Dampfmaschine, die dabei zu verdrängen ist, stellt ein vorzügliches Zugfördermittel vor. Ihre Selbstregelung, ihre Unabhängigkeit von äußeren Einflüssen (Strecke, Kraftwerk), ihr verhältnismäßig günstiger Dampfverbrauch lassen sie für die Beförderung von Güter-, Personen- und Schnellzügen, solange nicht besondere An-

[1]) Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1908, S. 1145. Nach einem im Österr. Ingen.- und Architektenverein in Wien am 14. März 1908 gehaltenen Vortrag.

sprüche an Zugkraft und Geschwindigkeit gestellt werden, sehr geeignet erscheinen. Bei sehr hohen Geschwindigkeiten werden die Unterhaltungskosten und die Ausnutzung recht ungünstig. Eine Erhöhung der zulässigen Zugkraft ist bei dem ungleichmäßigen Verlauf des Dampfmaschinendrehmomentes nicht gut möglich. Da wir bis jetzt mit den mit Dampflokomotiven erreichbaren Zugkräften und Geschwindigkeiten ausgekommen sind, so hat sich für den elektrischen Betrieb nur dort ein Feld gefunden, wo es sich um Überwindung großer Steigungen, um Rauchfreiheit (im Tunnel) oder aber um Überlandbahnen handelte. Solche finden sich hauptsächlich in Amerika. Sie fahren in den Städten mit 15—25 km/Std. Geschwindigkeit, außerhalb der Städte mit Geschwindigkeiten bis zu 100 km/Std. Vollständig verdrängt hat der Elektromotor die Dampflokomotive auf dem Gebiet der Stadt- und Vorortbahnen in Amerika und England; doch auch in Deutschland, Frankreich und Italien gibt es solche elektrische Stadt- und Vorortbahnen. Für den elektrischen Betrieb sprechen da die bessere Ausnutzung des Adhäsionsgewichtes, die erhöhte Beschleunigung, die Teilbarkeit der Züge und die Möglichkeit, sich dem Verkehrsbedürfnis leichter anpassen zu können.

Aber der Ehrgeiz der Elektrotechniker geht weiter; er strebt nach dem elektrischen Betrieb der großen Fernlinien. Sehen wir doch zu, wie weit diese Aufgabe wirtschaftlich durchführbar ist. Für das preußisch-hessische Eisenbahngebiet hat Pforr nachgewiesen, daß, selbst wenn die elektrische Energie aus Dampfkraftwerken zu dem — leicht erzielbaren — Strompreis von 3,5 Pf. pro KW/Std. bezogen werden würde, die Ersparnisse beim elektrischen Betrieb ausreichen würden, um die Kosten für die elektrischen Betriebsmittel und die elektrische Streckenausrüstung für einphasigen Wechselstrom mit 5% zu verzinsen. Die Verzinsung und Abschreibung der in den Kraftwerken angelegten Kapitalien liegt schon im Strompreis von 3,5 Pf. Die gesamten Stromkosten betrügen nicht mehr als die Kosten für Kohlen, vermehrt um die Ersparnis, die sonst an Brenn-, Putz- und Beleuchtungsmitteln erzielt wird. Wäre also der elektrische Betrieb eingeführt, so könnte die Dampfmaschine den elektrischen Betrieb nur zu einem

ganz kleinen Teil verdrängen, nämlich nur dort, wo die Unabhängigkeit von Strecke und Kraftwerk besonderen Wert hätte. Ob dabei die Dampflokomotive je zu ihrer heutigen Vollendung gekommen wäre, ist fraglich.

Diese Verhältnisse werden mit zunehmender Verkehrsdichte und mit dem Entstehen von billigen Stromerzeugungsanlagen für den elektrischen Betrieb immer günstiger und haben die Elektrotechniker zu einem regen Arbeiten veranlaßt. Die Aufgabe wurde so gefaßt:

1. Maschinen zu finden, die sich für die Anforderungen des Güterzug-, Verschiebe- und Schnellzugbetriebes eignen;

2. eine Streckenausrüstung zu finden mit möglichst großer Betriebssicherheit, d. h. Einfachheit, und zwar für möglichst hohe Spannung und mit möglichst geringen Anlage- und Betriebskosten.

Die hohe Spannung ist erforderlich, um große Leistungen auf große Entfernungen zu übertragen; geringe Kosten, weil die Streckenausrüstung einen wesentlichen Teil der gesamten Kosten für den elektrischen Betrieb beansprucht.

Überschauen wir nun den Werdegang des elektrischen Bahnbetriebes. Die meisten Gleichstrombahnen sind für Spannungen von 600—750 Volt gebaut; neuerdings ist man, z. B. bei der Rheinuferbahn, bis 1000 Volt gegangen. Für große Betriebe muß man eine dritte Schiene verwenden, deren Anlage in Weichen und Kreuzungen sehr umständlich wird. Bei der New York Central-Bahn mußte daher die dritte Schiene teilweise oberhalb des Gleises verlegt werden. Die Oberbautechniker betrachten die dritte Schiene als einen Feind, da sie die Erhaltung des Oberbaues, das Unterstopfen, Auswechseln usw. sehr erschwert. Die Aufmerksamkeit der Eisenbahntechniker erregte vor allem die Anlage der 2,4 km langen Baltimore—Ohio-Tunnelstrecke. Auf dieser Strecke wurde schon im Jahr 1894 der elektrische Betrieb eingeführt[1]). Die hier verwendeten Maschinen (siehe die Zahlentafel auf S. 394/395) hatten 4 Achsen, die mit unmittelbar antreibenden Motoren versehen waren, so daß das gesamte Gewicht von 87 t als Adhäsionsgewicht

[1]) Siehe Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1906, S. 418.

ausgenutzt wurde. Die Leistung betrug $4 \times 360 = 1440$ PS, die zugehörige Zugkraft 19 000 kg. Auf dieser Strecke wurden im Jahre 1903 noch schwerere Doppelmaschinen eingeführt. Jede Hälfte dieser neuen Maschinen hat 4 Motoren von je 200 PS, die die Achsen durch Zahnräder antreiben. Das Gesamtgewicht von 2×80 t wird für die Adhäsion ausgenutzt. Die beiden Lokomotivhälften zusammen haben also eine der Stundenleistung entsprechende Zugkraft von 31 000—36 000 kg, ein Wert, der von Dampflokomotiven noch nie erreicht worden ist. Weder diese Zugkraft noch der Achsdruck von 20 t sind in Europa zulässig. Die Maschine zeigt aber, welche Steigerung in der Leistungsfähigkeit bei der elektrischen Zugförderung möglich ist.

Sehr bemerkenswert sind auch die Lokomotiven der New York Central-Bahn, von denen 35 zum Hereinbringen der Züge der Bahn nach dem Hauptbahnhof in New York dienen[1]). Bei diesen Maschinen sind der elektrische und der mechanische Teil innig miteinander verknüpft. Die Anker sitzen ungefedert auf der Wagenachse, und die Polgehäuse bilden einen Teil des Rahmens. Die vier zweipoligen Motoren leisten je 550 PS. Vom Gesamtgewicht der Maschine — 86 t — entfallen 62,5 t auf die vier Triebachsen, der Rest auf die beiden Lenkachsen. Die Motoren sind offen. Die Schützen und sonstigen Geräte befinden sich in den Kasten an den Enden. Im Mittelraum sind nur der Kompressor und zwei Fahrschalter, die Bremshähne und der Hahn zum Betätigen der Stromabnehmer am Dach untergebracht. Die Maschinen sind eigentlich Schnellzuglokomotiven; sie haben eine normale Zugkraft von 9500 und eine höchste von etwa 16 000 kg. Die höchste Geschwindigkeit beträgt etwa 105 km/Std. bei angehängtem Zug; unbelastet macht die Maschine bis 130 km/Std.

Wenn auch die Gleichstromlokomotive alles bietet, was man von einer Vollbahnmaschine an Regelfähigkeit, Zugkraft und Geschwindigkeit verlangen kann, so erfordert sie doch der großen Ströme wegen die Zuführung durch eine dritte Schiene und Umformerwerke in kleinen Abständen. Damit sind große Verluste

[1]) Siehe Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1905, S. 64.

in der dritten Schiene und große Leerlaufverluste, hohe Anlage- und Betriebskosten durch die Umformer verbunden. Seit langem ist man daher bestrebt, die Wechselströme, die im Kraftwerk erzeugt werden, unmittelbar zu verwenden, und diese Bestrebungen haben zunächst zur Benutzung von Drehstrommotoren geführt.

Bei den Schnellbahnversuchen auf der Strecke Berlin—Zossen wurde mit Spannungen bis zu 14 000 Volt gefahren[1]). Die seitliche Stromabnahme, die dabei verwendet wurde, läßt sich auf den wirklichen Vollbahnbetrieb, insbesondere auf Stationen, Weichen usw., nicht übertragen. Die Motoren des Wagens der A. E. G. hingen federnd im Rahmen. Der Anker hatte eine hohle Welle und trieb die Achse ohne Zahnradübersetzung durch Federsterne, die auf die Radreifen wirkten. Die Achse konnte dabei im Hohlraum der Welle spielen[2]). Auf der Veltlintalbahn wurde von Ganz & Co. nach anfänglichen Fehlversuchen mit Einzelantrieb der Achsen[3]) die bekannte Konstruktion mit 2 Motoren, die mittels Schubkurbelgetriebes auf 3 miteinander gekuppelte Triebachsen wirken, gewählt[4]). Bei Einzelantrieb ist die Lastverteilung der Drehstrommotoren sehr unsicher; eine Kupplung ist daher notwendig. Die Geschwindigkeitsregelung verlangt, daß die beiden Motoren als Doppelmotoren oder neuerdings überhaupt ungleich ausgeführt werden. Die Motoren arbeiten nur bei den niedrigen Geschwindigkeiten gleichzeitig, bei den beiden normalen Fahrgeschwindigkeiten kann jeweils nur einer arbeiten. Die Leistung dieser Lokomotiven kann man nach dem stärkeren der beiden Motoren zu 1500 PS angeben. Von dem Gesamtgewicht von 62 t ruhen $3 \times 14 = 42$ auf den Triebachsen. Die der Stundenleistung entsprechende Zugkraft des größeren Motors beträgt bei voller Geschwindigkeit (64 km/Std.) 6400 kg, die des kleineren bei 42 km/Std. Geschwindigkeit 7700 kg. Nur bei kleinen Geschwindigkeiten, und zwar bis zu 25 km/Std., können die Maschinen gleichzeitig arbeiten und dabei bis zu 12 000 kg Zugkraft ausüben.

[1]) Siehe Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1903, S. 1793; 1904, S. 1086.
[2]) Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1901, S. 1261 u. 1303.
[3]) Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1903, S. 305.
[4]) Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1907, S. 169.

Die Lokomotive leistet also tatsächlich nicht mehr als eine Gleichstromlokomotive von etwa 1000 PS bei 64 km Höchstgeschwindigkeit leisten würde. Dabei gestatten die Drehstrommotoren keine Steigerung der Höchstgeschwindigkeit, auch nicht im Notfall, z. B. bei Verspätungen.

Bei dieser Lösung sowohl als auch bei den Simplon-Lokomotiven von Brown, Boveri & Co.[1]) erhalten die Motoren eine sehr beträchtliche Anzahl von Hochspannungsausleitungen und betriebsmäßig zu bedienende Umschalter im Hochspannungskreise. Solche Maschinen würden für höhere Spannungen als 3000 bis 5000 Volt wohl auch mit Transformatoren zur Umformung der Leistung gebaut werden. 3000—5000 Volt sind aber aus anderen Gründen die Grenzspannung für eine Drehstromzuführung, wenigstens wenn Stationen, Weichen usw. in Frage kommen und man auf vernünftige Instandhaltungskosten der Streckenausrüstung achtet. Drehstromantriebe mögen daher für Tunnelbahnen und für Bahnen mit wenig dichtem Verkehr noch einen elektrischen Betrieb ermöglichen; große Bahnhofanlagen, schwere Betriebe sind mit Drehstrom nicht gut durchführbar.

Das Bestreben war daher auf eine Oberleitung für einphasigen Wechselstrom gerichtet, bei der man ohne weiteres bis auf 15 000 Volt gehen kann und eine Geschwindigkeitsregelung, ähnlich der bei Gleichstrom, erzielbar ist. Seit dem Jahre 1902 oder Anfang 1903 ist es gelungen, Motoren für Einphasenstrom zu bauen, und die Versuche auf der Strecke Nieder-Schöneweide—Spindlersfeld[2]) haben hinsichtlich der Motoren und Streckenausrüstung ein vorzügliches Ergebnis gehabt. Die von der A. E. G.-Union gebaute Stubaitalbahn[3]) war ursprünglich mit Gleichstrombetrieb geplant, ist aber auf Grund der ausgezeichneten Ergebnisse in Spindlersfeld mit Einphasenstrom ausgerüstet worden. Diese Ergebnisse haben auch dazu geführt, auf der Stadt- und Vorortbahn Blankenese—Altona—Hamburg—Ohlsdorf Wechselstrombetrieb einzu-

[1]) Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1907, S. 382.

[2]) Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1904, S. 303. Siehe S. 338 dieser Sammlung.

[3]) Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1905, S. 1550.

führen. Auf der etwa 27 km langen Strecke verkehren seit dem 29. Januar 1908 täglich ungefähr 400 elektrische Züge, die tägliche Leistung beträgt 12 500 Wagenkilometer und rund 950 000 tkm. Nahezu der gesamte Wagenpark (Fig. 296: Zug aus vier Doppelwagen) ist von der A. E. G. ausgeführt, die Strecke von den Siemens-Schuckert-Werken gebaut worden. Der Betrieb wickelt sich mit außerordentlicher Pünktlichkeit ab, und die Hochspan-

Fig. 296. Vierwagenzug der Hamburger Vorortbahn Blankenese-Ohlsdorf.

nungseinphasenanlage hat sich als außerordentlich betriebssicher erwiesen.

Ursprünglich waren Bedenken vorhanden, ob man imstande sein würde, Einphasenmotoren von genügend großer Leistung zu bauen. Während noch im Jahre 1903 und 1904 ein 115pferdiger Motor für Normalspur und 1 m Raddurchmesser eine recht befriedigende Leistung vorstellte, ist es seither gelungen, Motoren von 200 PS Stundenleistung und 100 PS Dauerleistung für 1 m Raddurchmesser und Normalspur zu bauen. Diese Motoren (Fig. 297) wiegen ohne Zahnräder und Zahnradschutzkasten etwa

3000 kg, mit allem Zubehör 3300 kg und sind für die schwersten Stadt- und Vorortbetriebe geeignet. So würde man imstande sein, mit einer zweimotorigen Ausrüstung ein Zuggewicht von 65 t mit etwa 0,45 m/Sek.^{2} bis zu 40 km/Std. Geschwindigkeit zu beschleunigen und eine Höchstgeschwindigkeit von 65 km zu erreichen. Für Lokomotivbetrieb jedoch sind diese Leistungen noch nicht ausreichend, wenn auch darauf hingewiesen werden könnte, daß die Baltimore—Ohio-Lokomotiven mit 200 pferdigen Motoren ausgerüstet sind, daß also auch mit Motoren dieser Leistung

Fig. 297. 200 pferdiger Einphasenmotor.

Lokomotivbetrieb möglich ist. Die Gewichtsausnutzung, d. h. das Gewicht für 1 PS, wird aber mit zunehmender Leistung um so viel günstiger, daß das Bestreben nach größeren Einheiten begreiflich ist. Während ein Motor für 200 PS und 500 Umdr/Min. ohne Zahnräder 3000 kg wiegt, also 15 kg/PS, läßt sich ein Motor für 1000 PS und 250 Umdr/Min. mit 11—12 kg/PS bauen. Dabei sind die Umfangsgeschwindigkeiten, die Ampereleiter für 1 cm Ankerumfang und die Kraftliniendichte ungefähr die gleichen. Aus diesen Gesichtspunkten heraus ist zunächst im Jahre 1906 ein 350 pferdiger Motor gebaut worden (Fig. 298 und 299). Er wird durch von außen zugeführte Luft gekühlt. Der Luftstutzen ist in Fig. 298 links zu sehen. Die Luft durchstreicht den Motor in der Richtung der Achse und tritt vorn an der Kommutatorseite aus. Das Gewicht dieses Motors beträgt ohne Zahnräder 5200 kg.

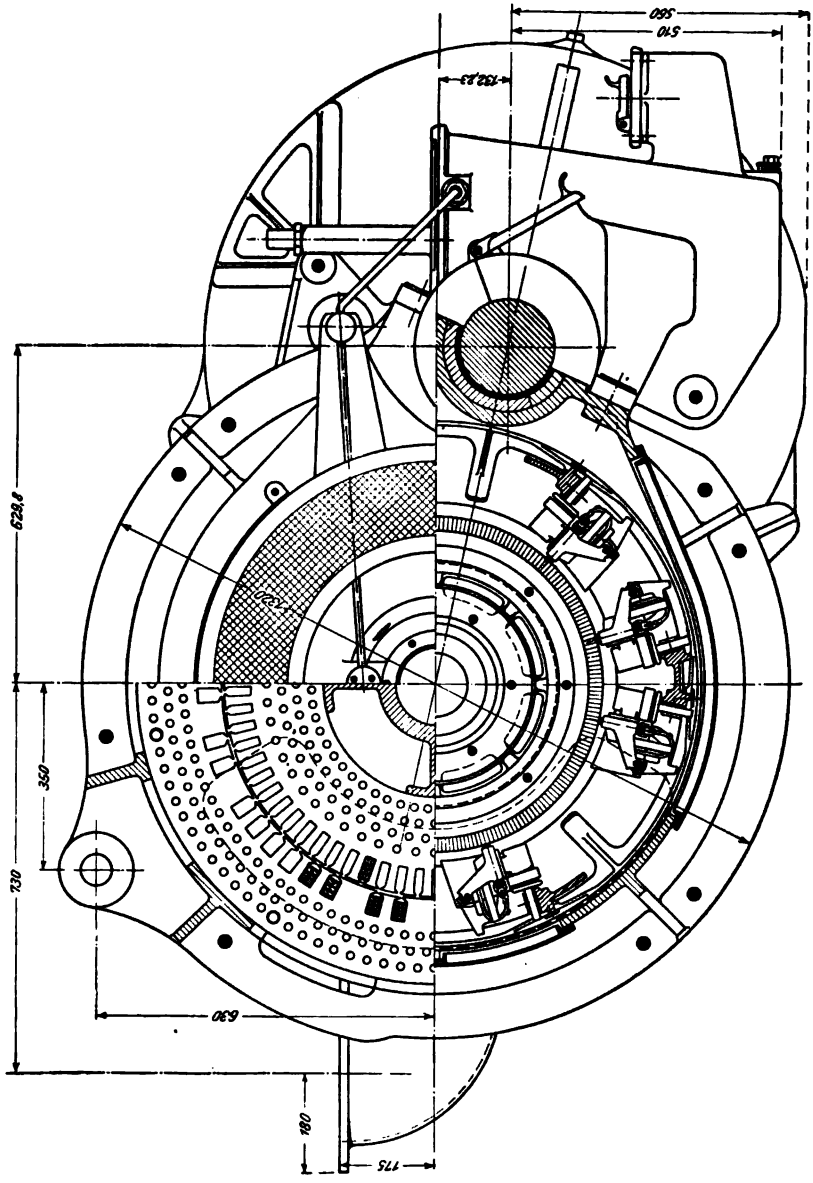


Fig. 298. 350pferdiger Einphasenmotor für Eisenbahnen.

Sowohl im Versuchsfeld als auch im praktischen Betriebe hat sich dieser Motor als außerordentlich zuverlässig erwiesen, und sein Kommutator arbeitete in jeder Hinsicht befriedigend. Die Anzug-

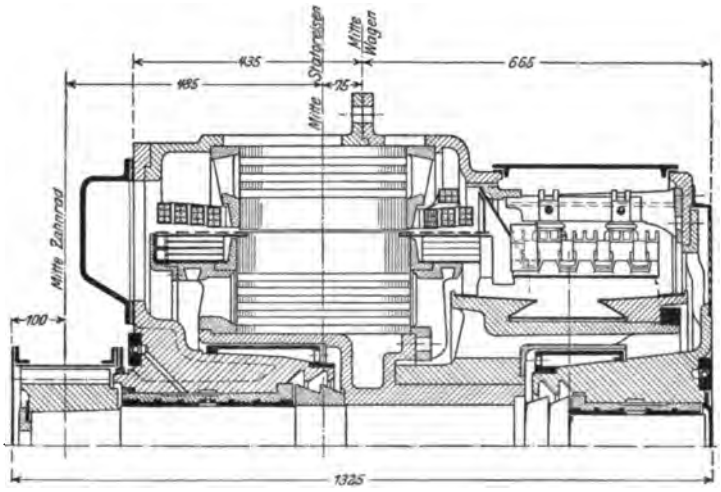


Fig. 299.

kräfte dieser Maschine bei Verwendung von Laufrädern von 1400 mm Durchmesser und einer Zahnradübersetzung von 1 : 4,16 ergeben sich aus der Schaulinientafel Fig. 300. Fig. 301 zeigt die Wirkungsgrade und Leistungsfaktoren bei verschiedenen Spannungen. Achslager- und Vorgelegereibung sind hierbei nicht eingeschlossen. Nicht wie bei

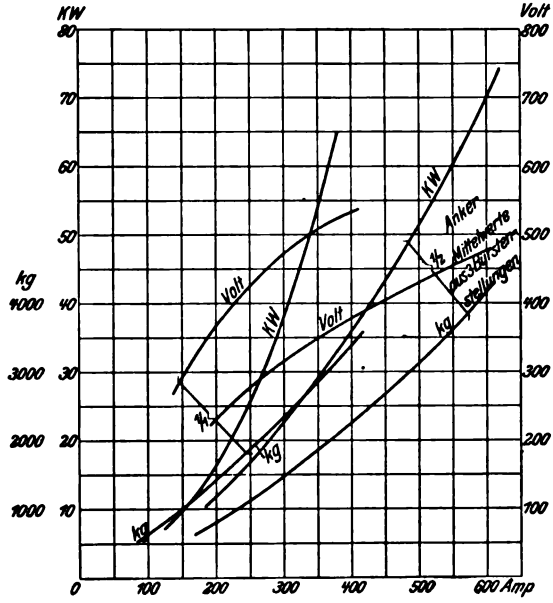


Fig. 300. Schaulinien des 350 pferdigen Winter-Eichberg-Motors.

Drehstrommotoren hat man es mit einer beschränkten Zahl von zulässigen Geschwindigkeiten zu tun, vielmehr kann man durch

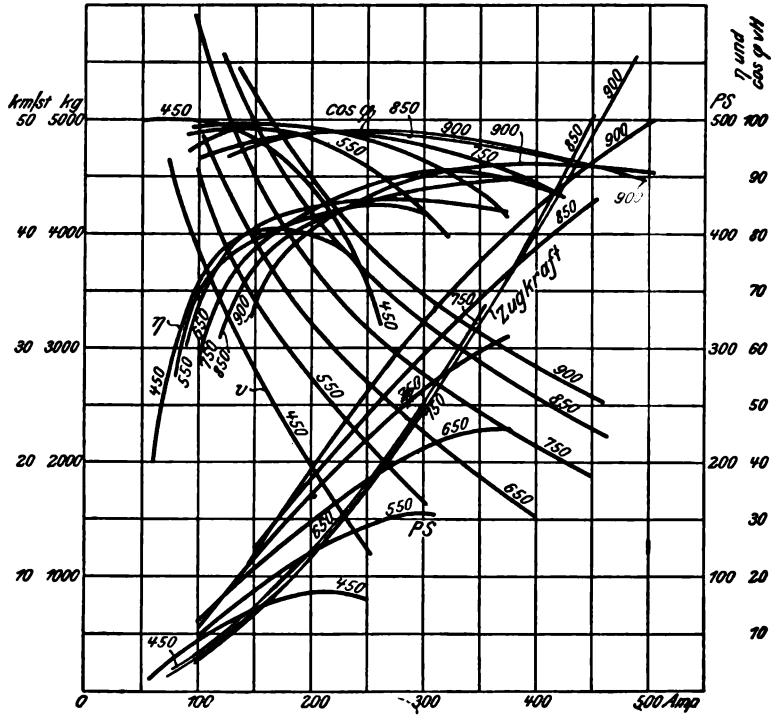


Fig. 301. Wirkungsgrade und Leistungsfaktoren des 350 pferdigen Motors.

Fig. 302. Wechselstrom-Güterzuglokomotive der Oranienburger Versuchsstrecke.

Anlegen verschiedener Spannung eine bestimmte Zugkraft bei einer großen Zahl von Geschwindigkeiten erreichen.

Der Motor ist für die Ausrüstung einer Güterzugslokomotive (Fig. 302 und Tafel am Schluß des Buches) verwendet worden, die auf

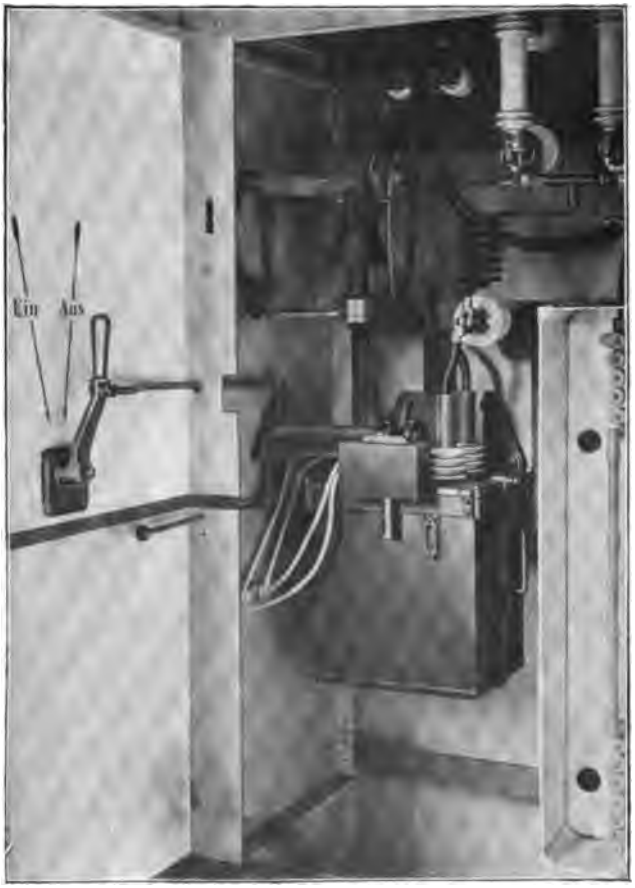


Fig. 303. Hochspannungskammer der Oranienburger Lokomotive.

der Oranienburger Versuchsbahn der Königl. Preußischen Staatsbahn[1]) mit ausgezeichnetem Erfolg den Dienst versieht. Dort treiben die Motoren die Achsen durch Zahnräder an. Die Lokomotive besteht aus zwei zweiachsigen Einheiten, die miteinander kurzgekuppelt

[1]) Vgl. Zeitschr. d. Vereins deutscher Ingenieure 1907, S. 1839.

sind. In jede Einheit können 2 Motoren eingebaut werden. Vorläufig sind jedoch im ganzen nur 3 Motoren eingebaut worden, weil mit dieser Zahl eine genügende Zugkraft erreicht wird.

Von den Schleifbügeln gelangt der Hochspannungsstrom über die Hochspannungskammer zum Haupttransformator, der die Ströme für die Motoren und auch für die Steuerung, die Luft-

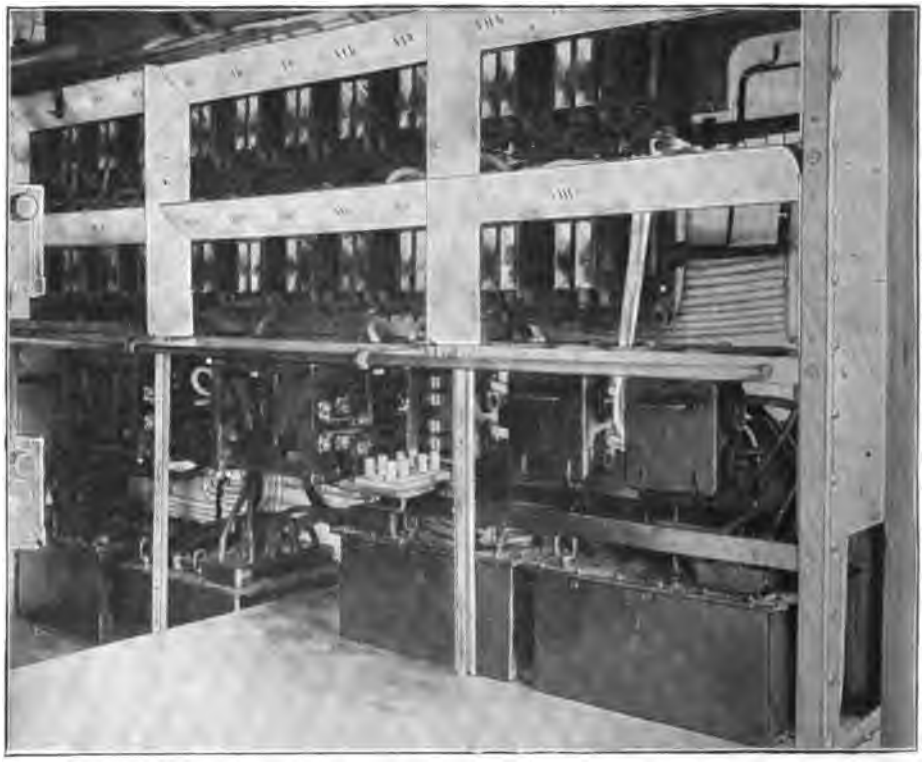


Fig. 304. Schützenanordnung der Oranienburger Lokomotive.

pumpe, den Ventilator, das Licht und die Heizung liefert. In der Hochspannungskammer (Fig. 303) ist eine Abtrennung der Bügel möglich (rechts oben): durch die Ölschalter kann die gesamte Leistung der Lokomotive von Hand aus oder, wenn Stromüberlastung eintritt, durch eine elektrische Auslösung ausgeschaltet werden. Ein Rollenblitzableiter und eine Erdungsvorrichtung, die die gesamten Hochspannungskreise erdet, wenn die Kammer

geöffnet ist, vervollständigen die Einrichtung der Hochspannungskammer.

Die Ströme der Motoren werden geregelt durch die Schützeneinrichtung (Fig. 304), die elektromagnetisch betätigt wird und die Stufen am Haupttransformator und am Erregungstransformator einstellt. Die oberen beiden Reihen in Fig. 304 zeigen die Schützen selbst, in der dritten Reihe sieht man die Fahrtrichtungsumschalter, die Motorabtrenner und in der vierten (untersten) Reihe die Erregertransformatoren und die Drosselspule, die nur dazu dient, die Weiterschaltung von einer Stufe zur anderen ohne Unterbrechung der Zugkraft zu bewirken. In der Tat zieht auch die Maschine ohne jeden merkbaren Stoß.

Fig. 305. Führerstand der Oranienburger Lokomotive.

Die magnetische Betätigung der Schützen und Fahrtwender erfolgt durch Meisterschalter, die zusammen mit der Bremseinrichtung im Führerstand, Fig. 305, untergebracht sind.

In demselben Raume, wo die Schützen und die Hochspannungskammern untergebracht sind, steht auch der Haupttransformator.

In der andern Lokomotivhälfte sind der Ventilatorsatz, der die Luft durch Motoren und Transformatoren treibt, und die Luftpumpe mit ihrem selbsttätigen Regler und einem großen Behälter angeordnet.

Die Führerstände sind durch je eine Tür nach dem Innenraum abgeschlossen.

Die Übertragung von 350 PS durch Zahnräder mag im ersten Augenblick kühn erscheinen. Durch entsprechende Abmessung der Zahnräder, durch die Wahl eines ausgezeichneten Stahles und durch sehr genaue Arbeit hat sich aber eine Zahnradübertragung erzielen lassen, die hinsichtlich ruhigen Ganges und Abnutzung die Staßenbahn-Zahnräder, die doch für wesentlich geringere Leistungen

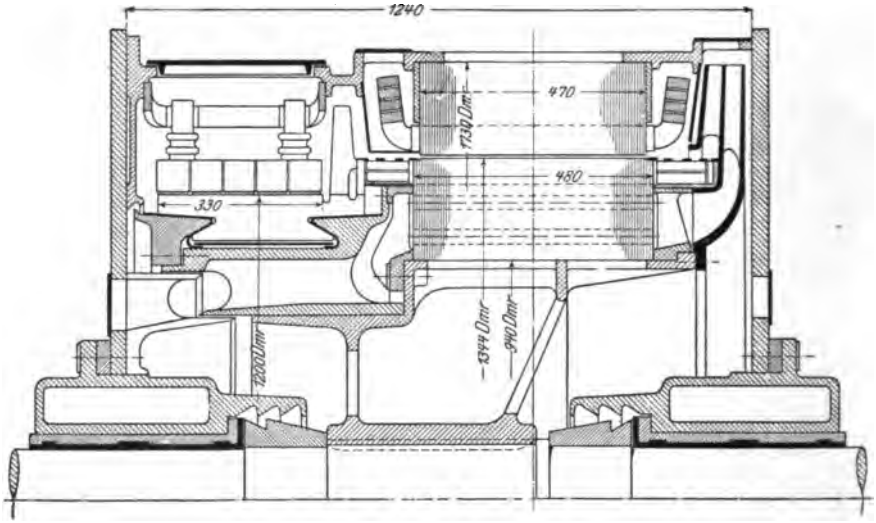


Fig. 306. Schnitt durch einen 1000pferdigen Winter-Eichberg-Motor.

ausgeführt sind, bei weitem übertrifft. Die Lokomotive ist mit einem Ventilator versehen, der die Motoren kühlt. Es hat sich aber herausgestellt, daß die Motoren ebenso wirksam durch Luftflügel am Anker gekühlt werden können, so daß sich für die Zukunft ein besonderer Ventilator ersparen läßt. Die Lokomotive hat bei einer Gesamtlänge von 14 140 mm ein Gewicht von 58 t, das sich bei viermotoriger Ausrüstung auf 64 t stellen würde. Die gesamte elektrische Ausrüstung würde dann etwa 32 t und die Motoren bei einer Dauerleistung von 1000 PS und einer Stundenleistung von 1400 PS einschließlich der Zahnradübersetzung 23,2 t wiegen, während die neue Veltlin-Lokomotive von Ganz & Co. bei 1500 PS Stundenleistung ein Motorgewicht von 24,8 t hat.

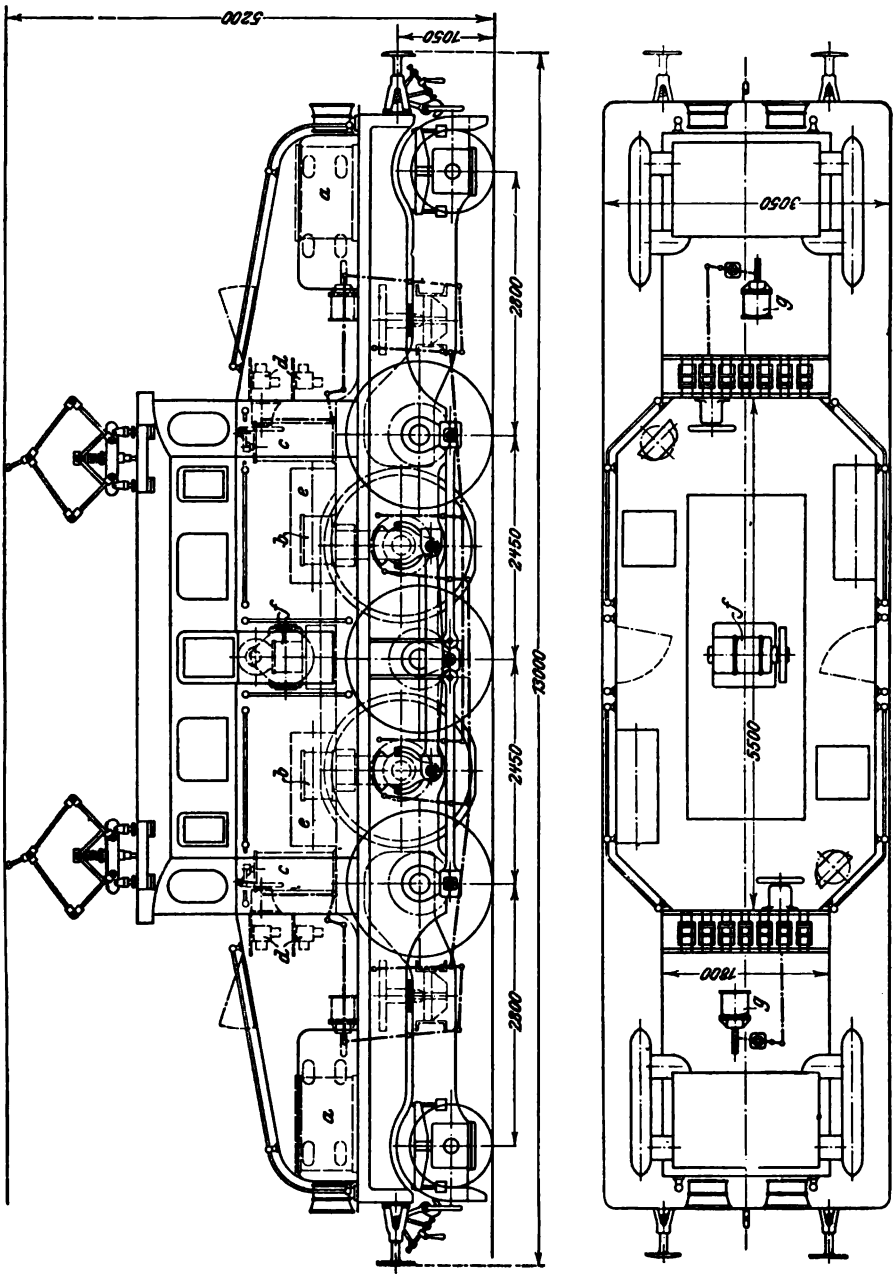


Fig. 307 u. 308. Lokomotive mit Winter-Eichberg-Motoren von je 1000 PS.

a Transformator *b* Regiertransformator *c* Fahrschalter *d* Schützen *e* Luftbehälter *f* Luftpresser *g* Bremszylinder

Es ist wichtig zu wissen, ob man imstande ist, eine ähnliche Bauart wie die der neuen Drehstromlokomotiven der Veltlintalbahn auch mit Einphasenstrom auszuführen. Nun ist es von vornherein unmöglich, einen Einphasenmotor mit gleich niedrigem Gewicht für 1 PS zu bauen wie einen Drehstrommotor. Der unvermeidliche Kollektor und die zugehörigen Bürsten nehmen einen beträchtlichen Teil des zur Verfügung stehenden Raumes in Anspruch. Die Berechnungen haben indessen ergeben, daß es durchaus keine Schwierigkeiten macht, Motoren für Normalspur, 1500 mm Raddurchmesser und 1000 PS Leistung oder 1600 mm Raddurchmesser und 1200 PS, zu bauen und die in ihnen entstehenden Verluste abzuführen. Fig. 306 zeigt einen Schnitt durch einen solchen Motor für 1000 PS Leistung und 1500 mm Raddurchmesser. Er würde 11—12 t wiegen, also auf die Pferdestärke bezogen schwerer sein als der 1500pferdige Drehstrommotor der Veltlinlokomotive, der 13,4 t wiegt. Baut man jedoch zwei solcher Einphasenmotoren in eine Lokomotive, so können beide Maschinen bei allen Geschwindigkeiten zur Arbeitsleistung herangezogen werden, während bei der Drehstrommaschine die praktische Geschwindigkeit mit je nur einem Motor erreicht werden kann. Eine Lokomotive mit zwei solchen Einphasenmotoren (Fig. 307—309) würde eine Stundenleistung von 2000 PS und eine Höchstleistung von 3500 PS entwickeln können; sie übertrifft also an Leistungsfähigkeit die Drehstromlokomotive. Das Motorgewicht betrüge 24 t gegen 24,8 t der Drehstrommotoren. Bei 25 Per./Sek. könnte sie Geschwindigkeiten bis 100 km/Std. ohne weiteres einhalten und könnte mit allen Geschwindigkeiten bis zu dieser Grenze betriebsmäßig fahren. Der synchrone Lauf der Motoren liegt bei etwa 70,5 km/Std.; eine Geschwindigkeit

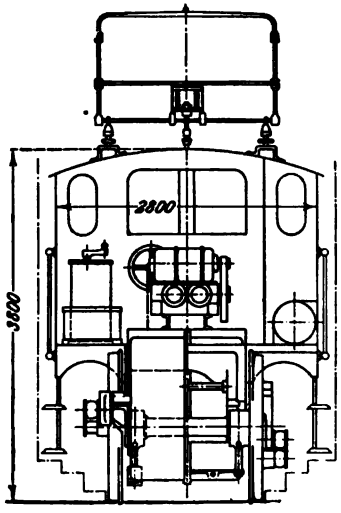


Fig. 309.

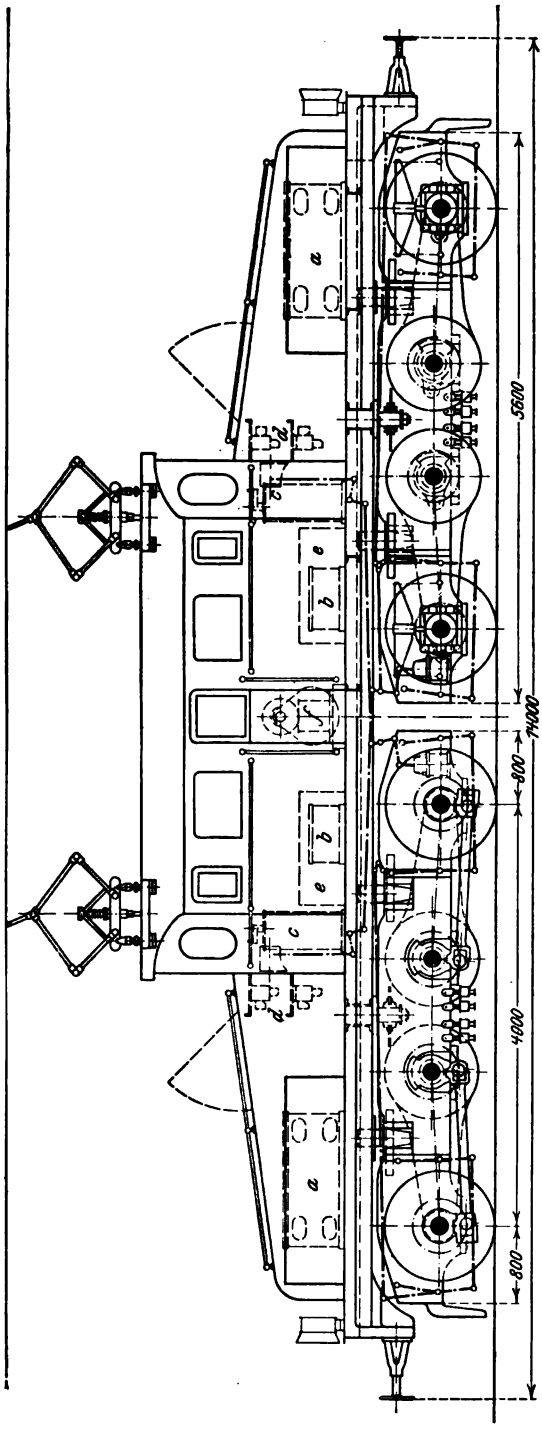


Fig. 310. Elektrische Schnellzuglokomotive für Einphasen-Wechselstrom.
a Transformator *b* Reglertransformator *c* Fahrschalter *d* Schützen *e* Luftbehälter *f* Luftpresser

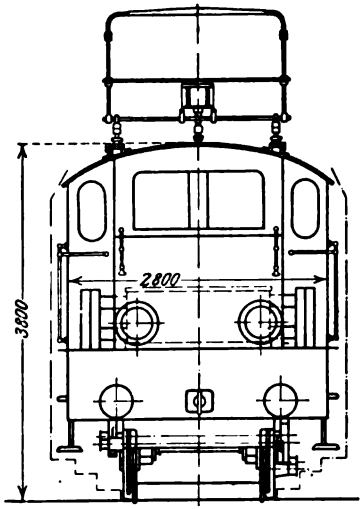


Fig. 311.

von etwa 120 km/Std. wäre demnach auch mit Rücksicht auf mechanische Ausführung vollkommen möglich. Bei 15 Per./Sek. würde das Motoren- und Transformatorengewicht steigen. Die Geschwindigkeit würde entsprechend hinuntergehen, die Zugkraft im Verhältnis von 5 : 3 anwachsen. Man könnte mit einer solchen Lokomotive bei 15 Per./Sek. die schwersten Anforderungen des Güterzugbetriebes erfüllen und gleichzeitig Geschwindigkeiten bis 75 km/Std. erzielen.

Eine bessere Ausnutzung des Adhäsionsgewichts als die Lokomotive nach Fig. 307—309 würde eine durch Fig. 310—313 dar-

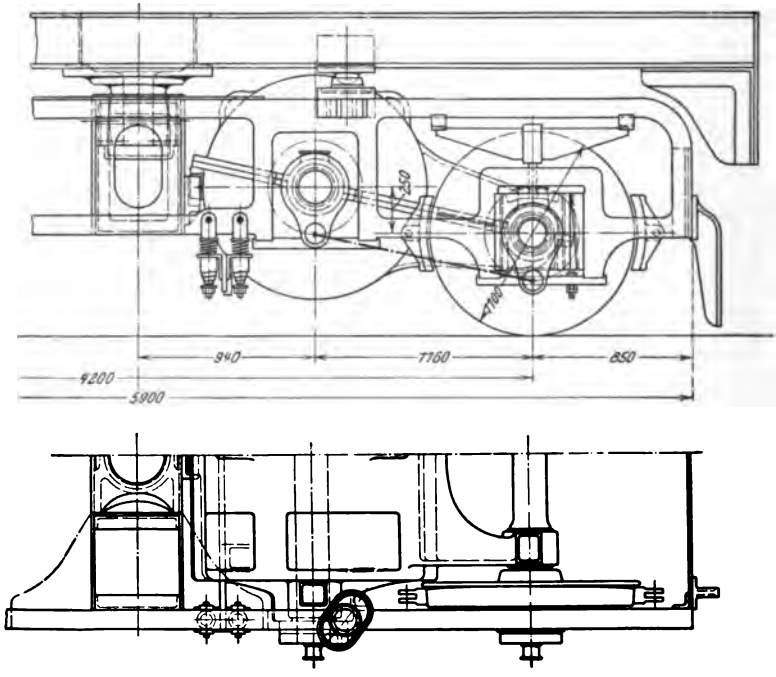


Fig. 312 u. 313. Antrieb der Schnellzuglokomotive für Einphasen-Wechselstrom

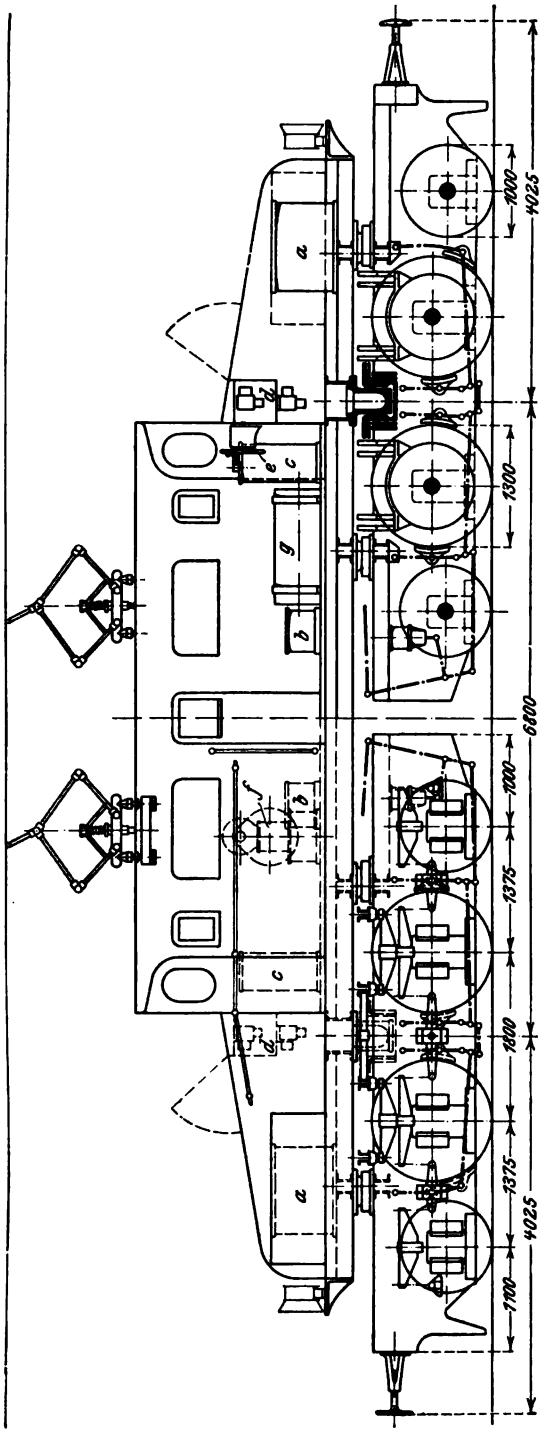


Fig. 314. Elektrische Schnellzuglokomotive für Einphasen-Wechselstrom.

a Leistungstransformatoren *b* Erregertransformatoren und Drosselspulen *c* Meisterwalzen *d* Schützen *e* Handbremse *f* Luftpumpe *g* Luftbehälter

gestellte Maschine erfüllen können, bei der 4 Motoren von je 500 PS angeordnet sind, die auf die Achsen mittels Triebstangen arbeiten. Die Motoren und Radachsen haben gegenseitige Brillenlagerung. Der Motor hat im Rahmen eine gewisse Beweglichkeit, so daß die Triebstangen keinen mechanischen Stößen ausgesetzt sind; man kann sie deshalb kurz halten und auch die Motorachsen etwas höher als die Wagenachsen legen. Bei dieser Anordnung ließen sich bei Normalspur und 1100 mm Raddurchmesser 500 PS bequem unterbringen. Der Motor ist nichts anderes als ein etwas verbreiterter Motor der ausgeführten 350 pferdigen Bauart. Die Lokomotive ergibt zumindest die gleichen Leistungen wie die Veltlinlokomotive.

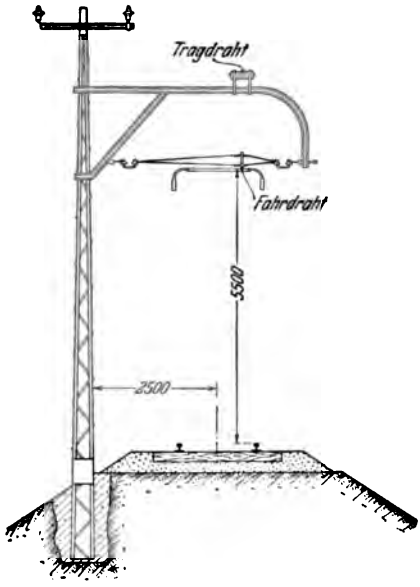


Fig. 315. Aufhängung der Oberleitung bei einem Gleis mit Speiseleitung am Mast.

In Fig. 314 ist noch ein Lokomotiventwurf mit zwei vierachsigen Drehgestellen dargestellt, wobei die Achsen ebenso wie bei dem Schnellbahnwagen der A. E. G. unmittelbar durch die Motoren angetrieben werden. Bei dieser Anordnung werden zweckmäßigerweise Lenkachsen vorgesehen. Einen Vorteil gegenüber den Lokomotiven nach Fig. 307 und 310 hat aber diese Anordnung nicht.

Die elektrischen Einrichtungen der Lokomotive sind im übrigen ganz die gleichen. *a* sind die Leistungstransformatoren, die mit großen Öltaschen versehen sind, die durch die vorbeistreichende Luft gekühlt werden sollen, *d* die Schützen, die durch die Meisterwalzen *c* betätigt werden, *f* die Luftpumpe, *b* die Erregertransformatoren und Drosselspulen.

Die Zahlentafel auf S. 394/395 enthält eine Zusammenstellung von Gleichstrom-, Drehstrom- und Einphasenstromlokomotiven.

Die Fig. 315—319 geben eine Vorstellung von der Einfachheit der Streckenausrüstung bei Einfachwechselstrom. Mit Ausnahme des Tunnels sind überall Kettenaufhängungen gewählt, wie sie ihr Vorbild in der von der A. E. G. seinerzeit in Spindlersfeld auf Veranlassung des Geh. Oberbaurates Wittfeld durchgeführten Einfachkettenaufhängung haben.

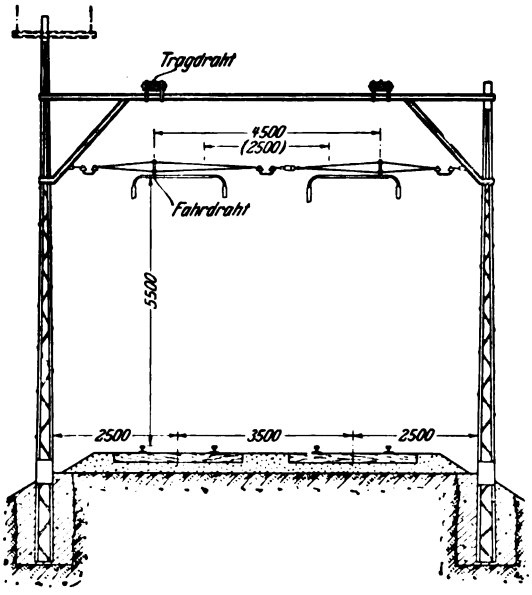


Fig. 316. Aufhängung der Oberleitung am Joch bei Doppelgleis auf gerader Strecke.

Fig. 315 zeigt die Aufhängung bei einem Gleis, Speiseleitung am Mast angebracht, Fig. 316 bei Doppelgleis.

Die Abspannung, die in Krümmungen, aber auch in der Geraden notwendig ist (wegen des Zickzacks), ist in Fig. 317 und 318 für ein Gleis und für Doppelgleis dargestellt. Es wird nur der Fahrdraht abgespannt.

Im Tunnel ist die Zahl der Aufhängungspunkte beträchtlich vermehrt und die gewöhnliche Queraufhängung durchgeführt gedacht. Der Tragdraht wird gewissermaßen „leer" mitgeführt.

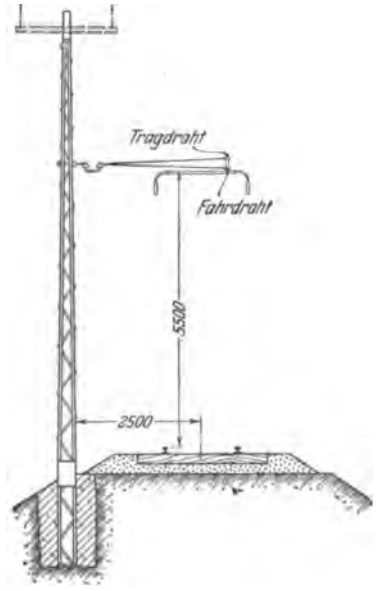
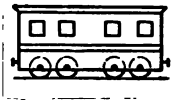


Fig. 317. Abspannung der Oberleitung bei einem Gleis in Krümmungen.

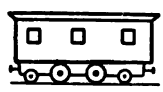
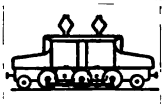
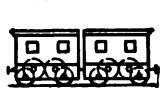


Bahn	B. & O. 1895	B. & O. 1908 Lokomotivhälfte	N. Y. C.
Stromart	Gleichstrom	Gleichstrom	Gleichstrom
Länge, über die Puffer gemessen . . . mm	10 700	9000	11 350
Radstand der Triebräder . . . „	2 × 2080 = 4160	4450	8300 (6850)
Triebraddurchmesser . . . „	1560	1070	1120
Laufraddurchmesser . . . „	—	—	925
Reibungsgewicht . . . t	87	80	62,5
Anzahl der Triebachsen . . .	4	4	4
„ „ Achsen überhaupt . . .	4	4	6
Gewicht des mechanischen Teiles . . . t	—	60	—
„ „ elektrischen Teiles . . . „	—	20	—
Gesamtgewicht . . . „	87	80	86
Leistung der Lokomotive dauernd . . . PS	—	—	—
Leistung der Lokomotive 1 Stunde lang . . . „	4 × 360 = 1140	4 × 200 = 800	4 × 550 = 2200
Leistung der Lokomotive höchstens . . . „	—	—	4 × 750 = 3000
Gewicht der Motoren (g) . . . t	—	15,6	—
Normale Umlaufszahl der Motoren (n) . . .	—	800	830
Valatinscher Gewichtsfaktor, bezogen auf normale Umlaufszahl für $\frac{\text{Dauerleistung}}{\text{Stundenleistung}}$	—	—	—
Valatinscher Gewichtsfaktor, bezogen auf normale Umlaufszahl für $\frac{\text{PS}}{g\,n}$	—	5,9	—
Geschwindigkeitsstufen . . . km/Std.	—	von 14 bis 38,5	64 bis 105 bis 130
Zugkraft, bezogen auf die Stundenleistung . . . kg	19 000	15 500	9 500
Höchste Zugkraft . . . „	27 000	18 000	15 600

Beim Austritt ins Freie wird die Queraufhängung wieder in eine Längsaufhängung übergeführt.

Die Sicherheit dieser Aufhängung ist so groß, daß — namentlich wenn auch der Tragdraht doppelt isoliert befestigt wird — Spannungen bis zu 15 000 Volt beherrscht werden können.

Nach mehrjährigen Arbeiten und auf Grund von im praktischen Vollbahnbetrieb gesammelten Erfahrungen ist es somit gelungen, die Maschine zu finden, welche die für den Güterzug-, Schnellzug- und Verschiebebetrieb erforderliche Regelfähigkeit in demjenigen Maße besitzt, das wir an der Dampflokomotive gewohnt sind und ein einfaches Streckenmaterial durchzubilden, das sich für Betriebsspannungen bis 15 000 Volt eignet. Die technische Lösung für elektrische Vollbahnen ist damit gefunden. Nur noch

Ganz & Co.	Brown, Boveri & Co.	Pennsylvania Lokomotivhälfte	Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft		
			selbstkühlend	künstl. Ventilation	selbstkühlend
{ Drehstrom 15 Per./Sek. 11 540	Drehstrom 15 Per./Sek. 12 320	Einphasenstrom 15 Per./Sek. 9450	Einphasenstrom 25 Per./Sek. 13 000	Einphasenstrom 25 Per./Sek. 14 140	Einphasenstrom 25 Per./Sek. 14 000
2 × 2350 = 4700	2 × 2450 = 4900	2280	2 × 2450 = 4900	2 × 3300 = 6600	{ Radstand des Drehgestelles = 4000
1500	1640	1830	1500	1400	1100
850	850	915	900	—	—
8 × 14 = 42	8 × 14 = 42	2 × 22,6 = 45,2	8 × 16 = 48	4 × 16 = 64	4 × 16 = 64
8	8	2	8	4	4
5	5	4	5	4	4
—	34	—	31,5	33,2	31,5
—	28	—	33,5	31,8	32,5
62	62	65,5	65	65	64
—	900	750	1120	4 × 250 = 1000	1120
1500 (1200)	—	1000	2000	4 × 350 = 1400	2000
1660	2300	2000	3500	4 × 525 = 2100	3500
13,4 + 11,4 = 24,8	2 × 10,75 = 21,5	2 × 8,85 = 17,7	2 × 12 = 24	{ mit Zahnrädern und Radkasten 4 × 5,8 = 23,2 }	4 × 5,6 = 22,4
225 (150)	220	236	250	450	375
6,75	5,25	5,58	5,35	10,4	7,5
8,75 (8,4)	—	4,16	8	7,8	4,2
25,5 bis 42 bis 64	von 34 bis 68	{ von 30 bis 100 77 normal	von 30 bis 100 70,5 synchron	von 14 bis 60 31,5 synchron	von 30 bis 100 78 synchron
6400 (7700)	—	3320	7 650	13 200	7 000
—	14 000	9100	11 500	18 600	10 500

militärische Bedenken stehen der Einführung des elektrischen Betriebes auf solchen Linien entgegen, bei denen große technische Vorteile auf Seite des elektrischen Betriebes liegen und bei denen die erzielbaren Ersparnisse nicht nur dafür ausreichen würden, um die Anlagekosten für Strecke und elektrische Lokomotiven zu verzinsen und abzuschreiben, sondern auch um weitere wirtschaftliche Vorteile zu zeitigen. Berücksichtigt man aber, daß die elektrische Zugförderung schwerere Züge zuläßt als die durch Dampf, daß die Bedienung einfacher ist und durch ungeschultes Personal erfolgen kann; berücksichtigt man ferner, daß die an wenigen Stellen zusammengefaßte Erzeugung der Energie die Möglichkeit bietet, die Kohlen für andere industrielle Zwecke freizumachen und bedeutende Leistungen z. B. für die elektrochemische Industrie,

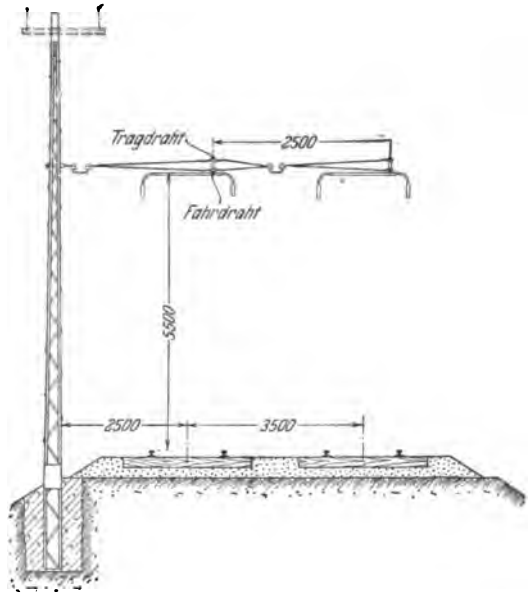


Fig. 318. Abspannung der Oberleitung bei Doppelgleis in Krümmungen.

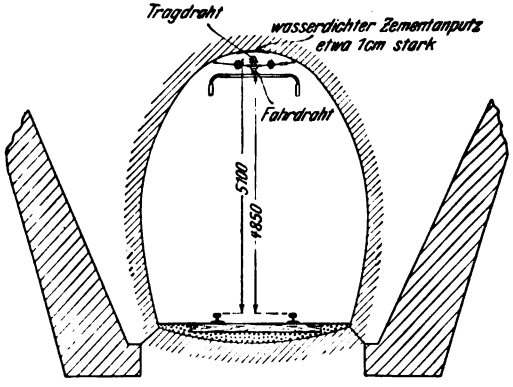


Fig. 319. Aufhängung der Oberleitung im Tunnel.

Elektrostahlgewinnung, Stickstoffherstellung abzugeben, so sieht man, daß die Einführung des elektrischen Bahnbetriebes so bedeutende volkswirtschaftliche Vorteile gewährt, daß dadurch die militärischen Bedenken aufgehoben werden.

IX.

Diese Arbeit stellt die einzige Veröffentlichung dar, die sich in ihrer Gänze mit Drehstrom-Kommutatormotoren befaßt. Ich habe sie erst veröffentlicht, als ich praktische Resultate mitteilen konnte. Die erste Mitteilung über diese Motoren, die ich mit Winter zusammen erdacht habe, hat Winter in der Zeitschr. f. Elektrotechnik 1903, S. 213 gemacht. Der praktischen Durchführung dieser Motoren stellten sich erhebliche Hindernisse entgegen. Durch die Arbeiten auf dem Gebiete der einphasigen Motoren konnte ich mich an die Lösung dieser Schwierigkeiten erst im Jahre 1908 machen. Eine wesentliche Förderung der praktischen Durchbildung hat auch die Dissertation des Herrn Dr.-Ing. Johannes Alexander „Über Drehstrommotoren mit Kommutator für regelbare Drehzahl" gebracht.

Über regelbare Drehstrom-Kollektormotoren.[1])

1. Auf dem Gebiete der Drehstrommotoren war lange Zeit hindurch ein gewisser Stillstand eingetreten. Der Induktionsmotor hatte durch seine ganz besondere Einfachheit die praktischen Anwendungsgebiete erobert und erfüllte auch alle jene Bedingungen, die man an Motoren stellen zu müssen glaubte; das heißt, er lief mit einer ganz bestimmten Tourenzahl, zog bei erheblichen Überlastungen durch und hatte auch ein genügendes Anzugsmoment; in vereinzelten Fällen, wo man eine Regelung der Umlaufszahl verlangte, begnügte man sich mit der Regelung durch Widerstände.

[1]) Vortrag im Elektrotechnischen Verein in Berlin am 22. Februar 1910. Elektrotechn. Zeitschr. 1910, Heft 30 u. 31.

Es ist allgemein bekannt, daß auch andere Mittel, wie die Polumschaltung, die Kaskadenschaltung, die einachsige Schaltung der Anker usw. vorgeschlagen worden sind, daß sie aber nur einen beschränkten Eingang in die Praxis gefunden haben. Im Jahre 1891 erschien ein Aufsatz von Görges[1]), in dem über einen Drehstrommotor berichtet wurde, der zum Unterschiede zu dem Induktionsmotor von Dobrowolsky und Brown einen Kollektoranker besaß. Görges hat in seiner Veröffentlichung einen wesentlichen praktischen Vorteil für diese Motoren nicht geltend machen können. Zwei Schaltungen hatte er angegeben. In der einen Schaltung waren Anker und Ständer unmittelbar parallel geschaltet; die Regelung sollte durch Bürstenverschiebung erfolgen. Die Schaltung kann keine guten Resultate, jedenfalls keine brauchbare Regelung ergeben haben. In der anderen Schaltung, mit der sich Görges sowohl in seinem Vortrage als in seinen Patentschriften weit eingehender beschäftigt, sind der Ständer und Anker in Reihe geschaltet, und die Regelung erfolgt wieder durch Bürstenverschiebung. Motoren mit Bürstenverschiebung haben bekanntlich nur ein beschränktes Anwendungsgebiet. In sehr vielen Fällen kann man die Bürstenverschiebung nicht anwenden, und in sehr vielen anderen Fällen ist sie nicht erwünscht. Dieser Reihenschaltungsmotor von Görges hat natürlich noch eine Reihe von Möglichkeiten in sich, die im Laufe der Zeit ausgebaut worden sind. Man war nicht darauf angewiesen, das Übersetzungsverhältnis zwischen Ständer und Läufer 1 : 1 zu nehmen; man konnte zwischen die beiden in Reihe geschalteten Glieder einen Reihentransformator schalten usw. Ich werde mich aber heute mit diesen Motoren von Görges nicht beschäftigen, weil die Praxis nicht einen Motor mit Reihenschlußcharakteristik und nicht einen solchen mit Bürstenverschiebung verlangt, sondern einen Motor mit mehreren Nebenschlußcharakteristiken, ähnlich wie sie der Gleichstrom-Nebenschlußmotor mit Feldregelung besitzt.

2. Schon im Jahre 1901 hatten mein verstorbener Freund G. Winter und ich ein Patent[2]) angemeldet und in diesem Patent

[1]) Elektrotechn. Zeitschr. 1891, S. 699.

[2]) D. R. P. Nr. 153730.

auch Motoren für Drehstrom beziehungsweise Mehrphasenstrom beschrieben. Wir haben auch schon im Jahre 1902 bei der Union Elektrizitäts-Gesellschaft, Wien, Versuche angestellt. Weitere Versuche sind dann bei der Union Elektrizitäts-Gesellschaft, Berlin, gemacht worden. Die Versuche sind an sich ziemlich erfolgreich gewesen. Winter hat im Jahre 1903 im Wiener Elektrotechnischen Verein darüber berichtet. Die praktischen Ergebnisse waren aber gleich Null. Erstens war das Verlangen nach regelbaren Motoren noch nicht geweckt; zweitens war eine heute fast unverständliche Abneigung gegen Kollektoren vorhanden; drittens waren die Apparate, die zur Regelung notwendig waren, verhältnismäßig kompliziert und teuer. In der Zwischenzeit sind wir mit dem Einphasen-Kollektormotor um einen guten Schritt weitergekommen. Die Scheu vor dem Kollektor hat sich gelegt, weil wir gelernt haben, die Kommutierung bei solchen Kollektorankern zu beherrschen. Das Bedürfnis nach regelbaren Motoren ist gestiegen. Endlich ist es auch gelungen, die Steuerapparate ganz wesentlich zu vereinfachen. Sie werden am Schlusse des Vortrages sehen, daß nunmehr der Transformator kein notwendiges Glied mehr ist; die Regelung kann durch den Ständer des Motors selbst erfolgen, zu dem nur noch ein Läufer und ein Kontroller hinzukommen.

Es ist an der Zeit, über diese Motoren näheren Bericht zu erstatten. Ich werde mich zuerst kurz mit der Theorie beschäftigen müssen, weil sonst der Motor nicht verständlich ist. Ich werde dazu einen Gedankengang verwenden, der Winter und mich im Jahre 1901 zu diesem Motor geführt hat.

3. Auch wenn wir auf einem Eisenkern nicht nur eine Wicklung anbringen, sondern zwei (P und S, siehe Fig. 320), so muß der Spannung, die ich mit E bezeichnen will, die Wage gehalten werden durch das magnetische Feld. Sind die Windungszahlen gleich, so wird durch jede dieser Windungen der halbe Magnetisierungsstrom fließen. So weit ist das Problem einfach. Was geschieht aber,

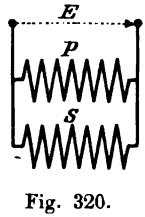


Fig. 320.

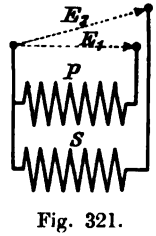


Fig. 321.

wenn die Wicklungen an verschiedene Spannungen gelegt werden, die eine Wicklung etwa an die Spannung E_1 und die andere an die Spannung E_2 (siehe Fig. 321)? Allgemein, für irgendwelche Windungszahlen, könnten wir sagen, daß die Wicklungen an verschiedene Spannungen pro Windung gelegt werden. Seien also die Windungszahlen von P und S W_1 und W_2, so mögen die Spannungen pro Windung durch $\frac{E_1}{W_1}$ und $\frac{E_2}{W_2}$ ausgedrückt sein, und sie mögen verschieden gemacht werden. Da sagt jeder: das ist ein Kurzschluß. Aber auch ein Kurzschluß hat sein Gesetz. Nehmen wir den allgemeinen Fall, daß E_1 und E_2 gegeneinander phasenverschoben sind.

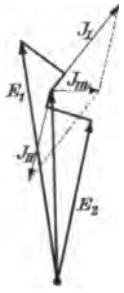


Fig. 322.

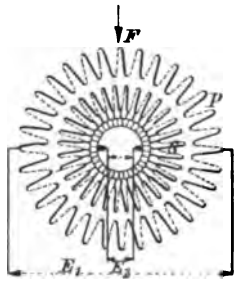


Fig. 323.

Es kann im Eisenkern nur ein einziges magnetisches Feld bestehen, und dieses einzige magnetische Feld kann auch nur eine einzige Innenspannung pro Windung ergeben. Diesem einzigen magnetischen Felde entspricht eine ganz bestimmte magnetisierende Amperewindungszahl J_m (Fig. 322). Die magnetisierenden Amperewindungen können nur gebildet werden durch die Amperewindungen, die den beiden Wicklungen P und S entsprechen. Diese Amperewindungen seien J_I und J_{II}. Die Primärspannung E_1 muß sich dann ergeben aus der Innenspannung und dem Ohmschen Abfall und dem induktiven Abfall in P; die Sekundärspannung E_2 muß sich zusammensetzen aus der Innenspannung und dem Ohmschen und dem induktiven Abfall in S. Ich habe alle Diagramme gewissermaßen von rückwärts gezeichnet. Man sieht sofort ein, daß es eine unendliche Vielfältigkeit gibt für die Zusammensetzung der magnetisierenden Amperewindungen J_m, und jedem einzelnen dieser Fälle entsprechen bestimmte Spannungen E_1, E_2. Diese Spannungen sollen von nun an Spannungen pro Windung sein. Umgekehrt entspricht jedem Spannungspaar E_1 und E_2 ein ganz bestimmter Verlauf der Ströme J_1 und J_2. In

Fig. 323 sind noch einmal die beiden Windungen, die in Fig. 320 und 321 mit P und S bezeichnet waren, eingezeichnet. Es ist leicht ersichtlich, daß an dem Transformatorsystem nichts geändert wird, wenn an die Stelle der Spulen Ringwicklungen treten. Wenn aber einem solchen System in der Achse senkrecht zu der durch die Bürsten beziehungsweise Klemmen an den Wicklungen PS bestimmten Achse ein Magnetfeld erzeugt wrd, und zwar ein Magnetfeld F von ganz bestimmter Richtung, Stärke und Phase, und wenn eine der beiden Wicklungen P und S, z. B. S, sich drehen kann, ohne daß die Achse verändert wird, so wird aus dem ruhenden Transformator ein Umformer mechanischer Energie in elektrische oder

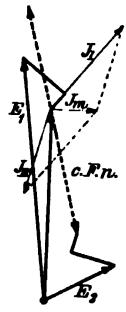


Fig. 324.

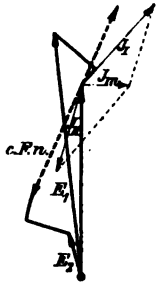


Fig. 325.

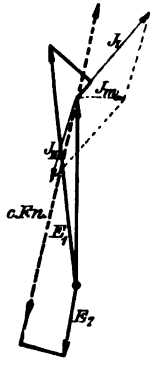


Fig. 326.

umgekehrt. Das Diagramm, das dann zustande kommt, enthält nicht nur den Ohmschen und induktiven Abfall, sondern eine Komponente, die in Phase mit dem Felde ist, und welche um so größer ist, je höher die Tourenzahl ist.

Ist F das Feld und n die Tourenzahl, so ist die durch Rotation im Felde F entstehende Komponente: $c \cdot F \cdot n$ (siehe Fig. 324). Sie bestimmt nun die Spannung E_2 mit; und umgekehrt, wenn an ein so geartetes System, zu dem ein Feld F hinzugefügt ist, die Spannungen E_1 und E_2 gelegt werden, so wird das System mit der Tourenzahl n laufen. Es ist ganz klar, daß je nach der Spannung, die angelegt wird, verschiedene Tourenzahlen erhalten werden. Die Fig. 325 und 326 zeigen auch noch den Einfluß der Richtung von F und der Tourenzahl.

4. Wie werden nun die Spannungen an solche Systeme angelegt? Wir können die Ständerwicklung an eine bestimmte Spannung E_1 legen und die Läuferwicklung an die Spannung E_2 (siehe Fig. 327). Wir können die beiden Wicklungen auch in einem Punkt verketten und die beiden Spannungen gewissermaßen an einem Punkt verketten (siehe Fig. 328). Wir können auch die beiden Wicklungen in Reihe schalten, auch wenn sie ganz verschiedene Windungszahlen haben, diese Reihe an eine Spannung E_1—E_2 anlegen und die eine Wicklung, z. B. die Ständerwicklung, ganz oder teilweise an eine Außenspannung E_3 legen (siehe Fig. 329a und 329b). Während früher die einzelnen Spannungen pro Windung unmittelbar be-

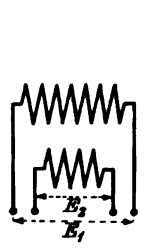


Fig. 327.

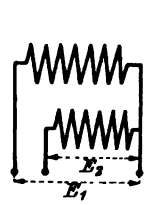


Fig. 328.

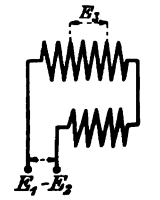


Fig. 329a.

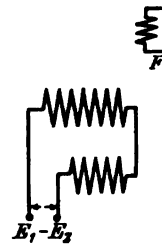


Fig. 329b.

stimmt wurden, ist jetzt die Statorspannung pro Windung und die Differenz der Spannungen bestimmt; die Wirkung bleibt die gleiche. Um nun aus diesem System einen wirklichen Motor zu machen, muß, wie gesagt, ein magnetisches Feld hinzugefügt werden. Wie das magnetische Feld gespeist wird, ist zunächst gleichgültig. Aber schon aus den einfachen diagrammatischen Erklärungen ist zu ersehen, daß der Motor um so besser arbeiten wird, je mehr dieses magnetische Feld in Phase mit den zugeführten Strömen beziehungsweise den Strömen in P und S sein wird.

5. Wie entsteht nun aus einem solchen System ein Mehrphasenmotor? Gehen wir z. B. von dem Fall Fig 327 aus, wo Ständer und Läufer an bestimmte Spannungen gelegt werden, und fügen wir zu dieser Phase I (siehe Fig. 330) eine Phase II hinzu, wobei die Spannungen an dieser Phase II im wesentlichen 90° Phasenverschiebung haben sollen gegen die bezüglichen der Phase I, also E_1'' 90° Phasenverschiebung gegen E_1', ebenso E_2'' gegen E_2'. Wenn zwei solche

Systeme zusammenarbeiten, dann wird das magnetische Feld, das die beiden Wicklungen $P'S'$ kuppelt, gleichzeitig das wirksame Magnetfeld F'' geben, das das Drehmoment ergebende Magnetfeld für die Wicklungen $P''S''$ ist. Und umgekehrt: das die Wicklungen $P''S''$ kuppelnde Magnetfeld F' gibt das Drehmoment mit den Amperewindungen des Systems $P'S'$. In gleicher Weise kann durch Vervielfachung des Systems der Fig. 328 oder 329 ein Mehrphasensystem erhalten werden. Siehe z. B. Fig. 331, die das der Fig. 328 entsprechende Mehrphasensystem darstellt.

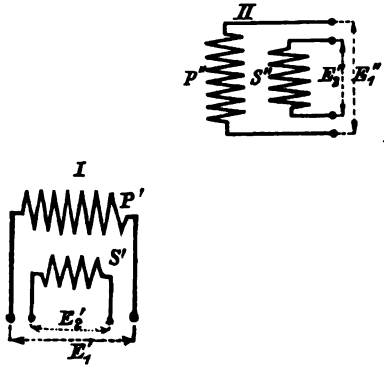


Fig. 330.

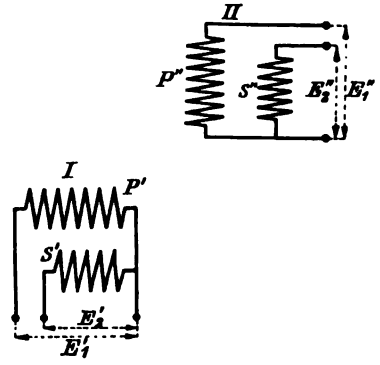


Fig. 331.

Erst dann, wenn man dazu übergeht, nur die Differenz der Spannung an je zwei Wicklungen, die im allgemeinen verschiedene Windungszahl haben können, aber nicht haben müssen, anzulegen, wird kein wirksames Magnetfeld entstehen (siehe Fig. 329b). Nehmen wir z. B. an, daß die beiden Phasenwicklungen gleiche Windungszahl hätten, dann ist klar, daß das Arbeitswindungssystem kein Magnetfeld erzeugen kann, also daß auch kein Magnetfeld da ist, um mit den Amperewindungen des zweiten Systems ein Drehmoment zu geben. Sind die Windungszahlen nicht gleich, so wird zwar ein Feld in der Achse des Systems *I* bzw. *II* entstehen, es wird aber in Phase mit den Strömen in *I* bzw. *II* sein, und daher wird das resultierende Feld des Systems *I* phasensenkrecht zu den Strömen im System *II* sein und umgekehrt. Auch in diesem Falle kann daher ein Drehmoment nicht zustande kommen. Um ein wirksames Drehmoment zu erzielen, ist es notwendig, eine getrennte

Wicklung anzuordnen, die ein Feld erzeugt, das in Phase ist mit den Strömen des anderen Systems, das sich also zu diesem verhält wie ein Magnetfeld (siehe Fig. 332). Die Spannung an dieser Wicklung muß im wesentlichen in Phase mit den Arbeitsströmen des gleichachsigen Systems sein. Dann ist das Feld phasensenkrecht dazu. Man sieht sofort, daß dieser Fall genau dem Falle Fig. 329a oder 329b entspricht. Dort wie hier wird die Differenzspannung E_1—E_2 aufgeprägt und außerdem dem Ständer oder Läufer noch eine bestimmte Spannung erteilt. In Fig. 329a ist die Statorwicklung selbst verwendet; in Fig. 329b eine getrennte Wicklung.

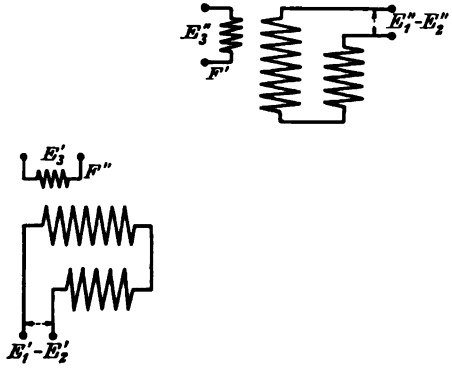


Fig. 332.

Wie die Feldwicklung F geschaltet wird, ist gleichgültig. Sie kann getrennt geschaltet werden; sie kann aber auch in Reihe mit dem Arbeitswicklungssystem liegen, mit dem sie das wirksame Drehmoment geben soll. Dann erhalten wir einen Reihenschlußmotor. Natürlich sind alle möglichen Schaltungen dieser Erregerwicklungen ausführbar.

Im wesentlichen bestehen also solche Motoren aus einem Ständer nach Art der Drehstrom-Induktionsmotoren, aus einem Läufer nach Art der Gleichstrom-Ankerwicklungen mit Bürsten, die so aufgesetzt sind, daß sie einem bestimmten Phasensystem entsprechen. Zum Beispiel ergeben drei Bürsten in 120°-Stellung einen dreiphasigen, vier Bürsten in 90°-Stellung einen vierphasigen, sechs Bürsten einen sechsphasigen Läufer. Wenn an dem Stator eine Spannung angelegt wird, die, auf die Windung bezogen, einen anderen Wert hat als die Spannung pro Windung, die an den Rotor gelegt wird, dann wird das System rotieren, und zwar mit einer Geschwindigkeit, die ungefähr dem folgenden Gesetz entspricht. Wenn die Spannung pro Windung am Stator und Rotor

gleich ist, dann steht das System still. Ist die Spannung am Rotor pro Windung gleich Null, dann läuft das System synchron. Ist die Spannung am Rotor halb so groß wie die Spannung am Stator, dann wird das System mit halber Geschwindigkeit laufen. Ist die an den Rotor angelegte Spannung halb so groß, aber negativ, so wird der Motor mit $1^1/_2$fachem Synchronismus laufen; ist die Spannung doppelt so groß und negativ, dann wird der Motor mit dreifachem Synchronismus laufen. Man bekommt also in der einfachsten Weise eine regulierbare Maschine.

6. Die Kommutierungsverhältnisse sind verhältnismäßig einfach zu überblicken. Die Arbeitsstromkommutierung ist wie bei Gleichstrommaschinen. Von besonderem Interesse ist nur die

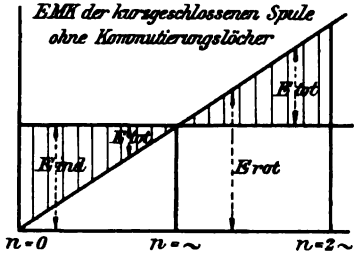


Fig. 333.

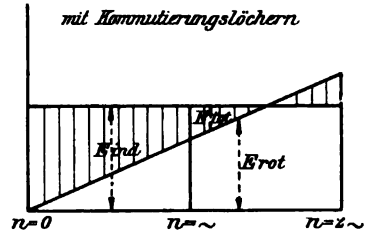


Fig. 334.

Kommutierung der Kurzschlußströme, die in den durch die Bürsten kurzgeschlossenen Windungen durch Induktion entstehen.

Diese Kurzschlußspannung, die dem Wechselstrommotor eigentümlich ist, setzt sich aus zwei Komponenten zusammen. Die eine Komponente ist die EMK. der Induktion und ist — konstantes Feld vorausgesetzt — durch eine Parallele zur Abszissenachse dargestellt. Die zweite Komponente ist die EMK. der Rotation und ist — wieder konstantes Feld vorausgesetzt — proportional mit der Tourenzahl (siehe Abb. 333). Im Synchronismus schneidet die Linie, die diese zweite Komponente darstellt, die die erste Komponente darstellende horizontale Linie, sofern man es mit einem vollkommenen Drehfeld zu tun hat. Natürlich kann man den Wert der Kurzschlußspannung beeinflussen, wenn man den Kraftfluß verändert. In Fig. 334 ist dann noch der Verlauf der Kurzschluß-

spannung dargestellt, wenn an der Kommutierungsstelle ein Loch angebracht wird, durch das der Kraftfluß an dieser Stelle geändert und damit nur die EMK. der Rotation verringert wird.

7. Die praktische Durchbildung der Motoren schien zunächst an der Komplikation der Regelapparate zu scheitern. Es erschien zunächst notwendig, eine Anordnung, wie sie in Abb. 335 dargestellt ist, zu verwenden, wobei die gesamte Leistung, die dem Rotor zugeführt wird, durch einen Transformator, dessen Primärwicklung die Klemmen T_a, T_b und T_c besitzen soll und dessen Sekundärwicklungen voneinander getrennt sind und den Rotor speisen, umgeformt werden muß. Es erschien außerdem notwendig, die Phasenverschiebung in den Rotorkreisen dadurch zu regeln, daß man die den Bürsten zugeführte Spannung aus verschiedenen Komponenten zusammensetzte.

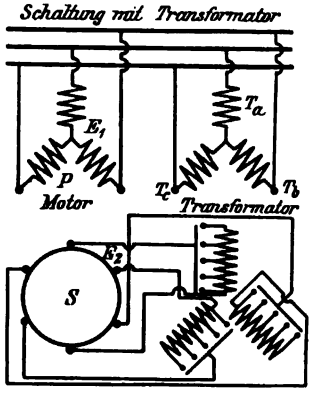


Fig. 335.

Prof. Blondel[1]) hat in seinen interessanten Aufsätzen Kreisdiagramme gegeben, die zeigen, wie die Phasenverschiebung für jeden einzelnen Zustand zu wählen ist. Auch unsere anfänglichen Versuche, die Herr Hans Alexander ausgeführt, und über die Herr Winter im Wiener Elektrotechnischen Verein berichtet hat[2]), schienen zu dem Resultat zu führen, daß man für jede Tourenzahl eine eigene Kompensationsspannung anzuordnen hätte. Spätere Versuche, die bei der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft ausgeführt worden sind, haben aber gezeigt, daß man nicht so weit zu gehen braucht, und daß schon eine rohe und ganz grobstufige Einstellung der Kompensation den praktischen Anforderungen vollkommen genügt. Manche Schwierigkeiten, die sich im Jahre 1902 gezeigt haben, kamen daher, daß bei der zufällig gewählten Anordnung (zweiphasiger Stator und zweiphasiger Rotor) nur durch etwas kompliziertere Schaltungen die Oberfelder weg-

[1]) L'Eclairage électrique 1903, Bd. 34.

[2]) Zeitschr. f. Elektrotechnik 1903, Heft 15.

gebracht werden konnten. In seiner Doktorarbeit[1]) hat Herr Alexander auf diesen Umstand besonders hingewiesen. Das war insofern von praktischer Wichtigkeit, als dadurch viele unnötige Hindernisse hinweggeräumt wurden. In der Tat war die Beseitigung der Oberfelder mit den bekannten Mitteln nicht ohne weiteres durchführbar, sondern im Gegenteil, gerade der normale dreiphasige Stator und die normale Ankerwicklung mit drei oder sechs Bürsten ergibt diese Aufhebung der Oberfelder. In Fig. 336 ist zunächst für die Sechsbürstenschaltung der Verlauf der Stator-

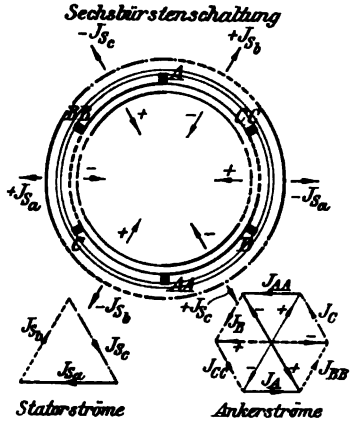


Fig. 336.

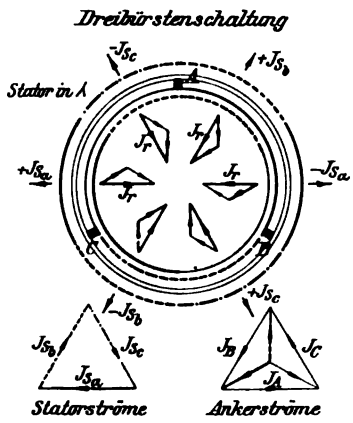


Fig. 337.

und Ankerströme dargestellt, und man sieht sofort, daß dem Stator ein Sechsecksystem entspricht, und daß der Rotor ein Sechsecksystem vorstellt. Dasselbe ergibt aber auch die Dreibürstenschaltung des Rotors (Fig. 337), wenn für den Rotor, wie allgemein üblich, eine Trommelwicklung verwendet wird.

In Fig. 337 sind auch die Amperewindungen dargestellt, und zwar die Amperewindungen in der oberen und in der unteren Lage. Die kleinen Diagramme ergeben die Zusammensetzung der Ströme in den einzelnen Sextanten.

8. Für viele praktische Fälle erschien die Anordnung von besonderen Transformatoren unangenehm. Wenn auch bei der Drei-

[1]) „Drehstrommotor für regelbare Drehzahl", Doktordissertation, Berlin 1908.

bürstenschaltung der Transformator als ein Autotransformator ausgeführt werden kann, so ist die Anwendung eines besonderen Transformators doch eine Komplikation. Es ist mir nun gelungen, durch eine Weiterbildung der Statorwicklung diese nicht nur für Dreibürsten-, sondern auch für Sechsbürstenschaltung und zwar für unter- und übersynchronen Betrieb als Transformator geeignet zu machen, und diese Anordnung hat namentlich bei kleinen Motoren eine wesentliche Vereinfachung der Anlage zur Folge.

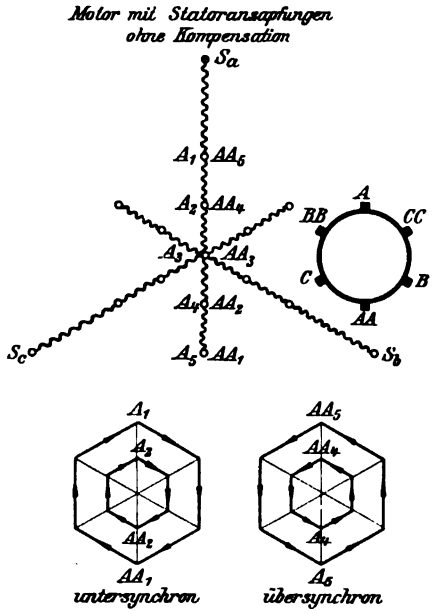
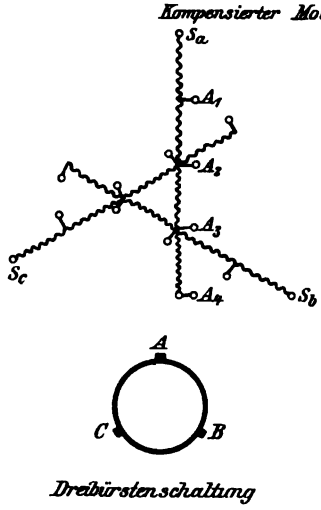


Fig. 338.

In Fig. 338 ist ersichtlich gemacht, wie die Ständerwicklung selbst um den Nullpunkt verlängert wird, und wie die Bürsten (beispielsweise A und AA) beim Übergang vom Untersynchronismus in den Übersynchronismus ihre Stellungen vertauschen. Die Diagramme zeigen auch den Stromverlauf im Unter- und Übersynchronismus. Das Ankersechseck legt sich gewissermaßen an die Ständerwicklung, verkleinert sich, zieht sich zu einem Punkt zusammen und dehnt sich dann gewissermaßen negativ über die Ständerwicklung aus.

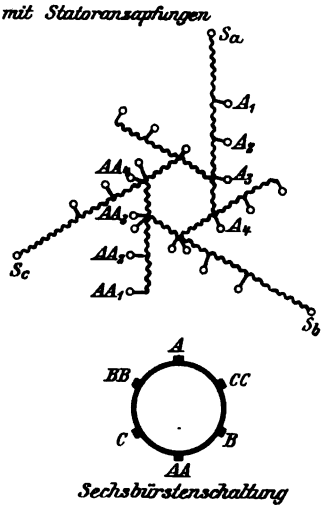
Es war wünschenswert, auch für diese vereinfachte Anordnung ohne Transformator die Phasenverschiebung zu verbessern oder wie der Kunstausdruck lautet, den Motor zu kompensieren. Auch das ist durch die Schaltungen, die durch die Fig. 339 und 340 charakterisiert sind, sowohl für die Dreibürsten- als auch für die Sechsbürstenschaltung gelungen. Die Verkettung ist einfach nicht mehr im Mittelpunkt gemacht, sondern die Verkettung erfolgt in einem Drei- bzw. Sechseck. Beim Übergang vom unter- zum über-

synchronen Betrieb sind dann allerdings andere Wicklungsteile zu verwenden oder es werden Umschaltungen erforderlich. So sind



Dreibürstenschaltung

Fig. 339.



Sechsbürstenschaltung

Fig. 340.

z. B. bei der sechsphasigen Anordnung (Fig. 340) die Wicklungsverlängerungen entweder doppelt auszuführen oder aber beim Übergang vom Unter- nach dem Übersynchronismus umzuschalten (siehe Fig. 341).

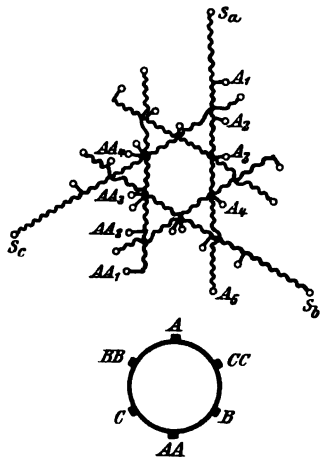


Fig. 341.

Um die Kompensation zu ändern, muß natürlich die Verkettung geändert werden. Die Praxis hat gezeigt, daß man bei kleinen Motoren mit einer Kompensations-, bei großen Motoren mit zwei Kompensationsspannungen auskommt. Vieles läßt sich auch durch eine kleine Bürstenverschiebung erreichen, durch die man den untersynchronen Betrieb auf Kosten des übersynchronen Betriebes verbessern kann. Diese Bürstenverschiebung wird man hauptsächlich nur bei Betrieb in einer Drehrichtung anwenden.

In Fig. 342 ist eine Anordnung angegeben, durch die man mit außerordentlich einfachen Mitteln die Kompensation für untersynchronen und übersynchronen Lauf einstellen und sowohl Drei- als auch Sechsbürstenschaltung verwenden kann. Je nachdem die zusätzlichen Kompensationsspannungen verändert werden, verdreht sich gewissermaßen das Ankersechseck gegen das Statorsechseck.

9. Ich will nun noch einige Versuchsresultate von ausgeführten Motoren vorführen.

Fig. 343 bezieht sich auf einen achtpoligen 60-PS-Motor bei 50 Perioden, dessen Stator für 113 Volt und dessen Rotor für 150 Volt gewickelt war. Die Statorspannung ist die Sternspannung, und die Rotorspannung ist die Diametralspannung. Die Kurve zeigt zunächst die Touren als Funktion der Drehmomente, und zwar unter Angabe der angelegten Gegenspannung. Es ist klar ersichtlich, wie mit zunehmender Gegenspannung der Motor eine andere Leerlauftourenzahl annimmt. Bei beispielsweise 69,5 Volt Gegenspannung hat er eine Leerlauftourenzahl von 465. Legt man diese Spannung positiv an den Anker, so ist die Leerlauftourenzahl 1120. Durch diese Gegenspannung kann jede beliebige Tourenzahl als Leerlauftourenzahl (scheinbar synchrone Tourenzahl) eingestellt werden.

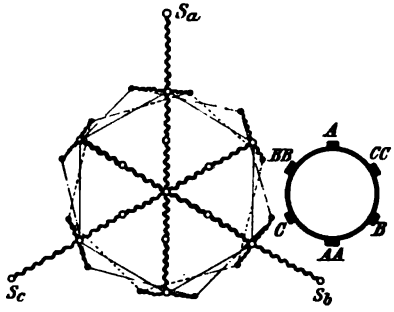


Fig. 342.

In Fig. 343 sind auch noch die PS-Kurven und die Nutzeffektkurven eingetragen. Das normale Drehmoment dieser Maschine ist etwa 57 mkg; es ist ersichtlich, daß in dem Tourenbereich von 375 bis 1050 der Nutzeffekt zwischen 74 und 85% schwankt. Von besonderem Interesse ist aber, daß auch bei halbem Drehmoment die Nutzeffekte noch sehr beträchtlich sind, und selbst bei $^1/_4$ des normalen Drehmomentes zeigt namentlich der obere Tourenbereich noch recht zufriedenstellende Wirkungsgrade.

Recht anschaulich ist das ganze Verhalten der Maschine durch Fig. 344 dargestellt, wo als Funktion der Tourenzahl die Stromauf-

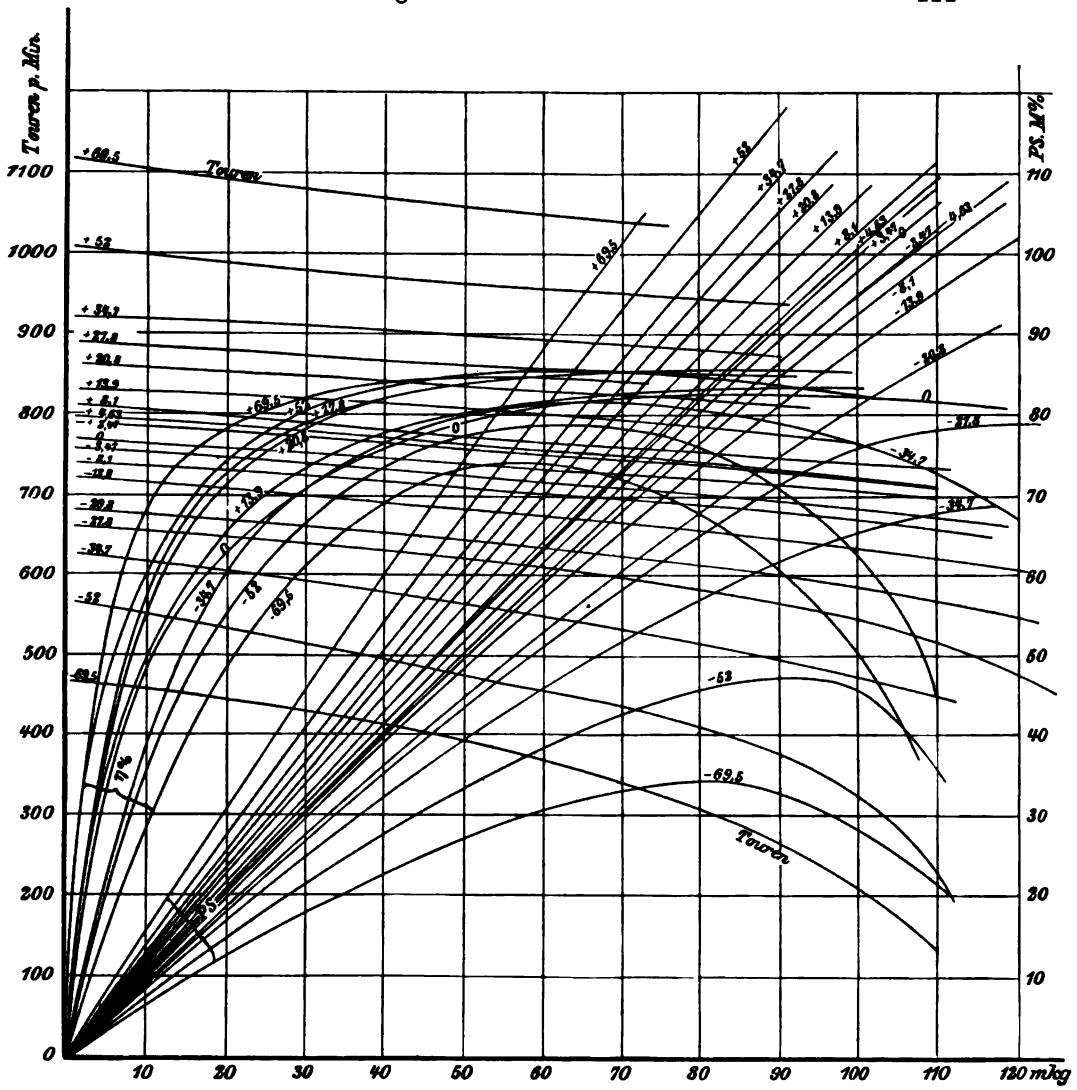


Fig. 343. Wirkungsgrade des Motors W E D 8/60/750. Die Zahlen bezeichnen die dem Rotor aufgedrückten Spannungen in Volt. Netzspannung 113 Volt pro Phase. Übersetzungsverhältnis Stator : Rotor = 110 : 150.

nahme und der Leistungsfaktor eingetragen sind. Dieser Motor ist seit dem 1. 1. 1909, also mehr als ein Jahr, in anstandslosem Betrieb. Es braucht nicht besonders hervorgehoben zu werden, daß der Kommutator sich einwandfrei verhält. Dieser Motor hatte noch

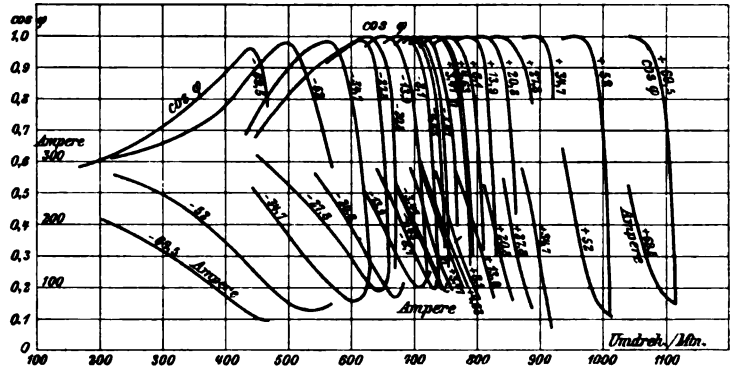


Fig. 344. Leistungsfaktor des Motors W E D 8/60/750.
Netzspannung 113 Volt pro Phase.

einen getrennten Transformator zur Erzeugung der Rotorspannung, und bei der Aufnahme der Kurven ist eine möglichst günstige Phasenverschiebung eingestellt worden. Der wirkliche Betrieb wird nur mit zwei verschiedenen Kompensationsspannungen durchgeführt.

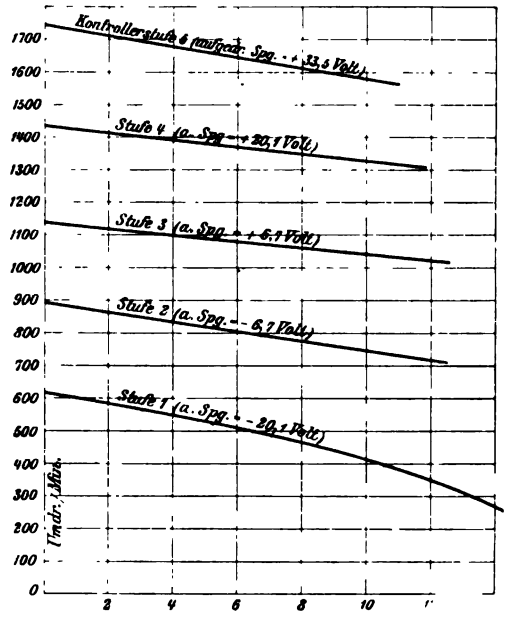


Fig. 345. W E D 1000/10 —500 Volt: Umdr/Min bei verschiedenen Kontrollerstufen und verschiedenen Drehmomenten.

Ein zweiter Motor, von dem ich Ihnen die Versuchsresultate vorführen will, ist ein 10-PS-Modell, das ohne Transformator gebaut ist und Dreibürstenschaltung am Anker besitzt. Zum Ver-

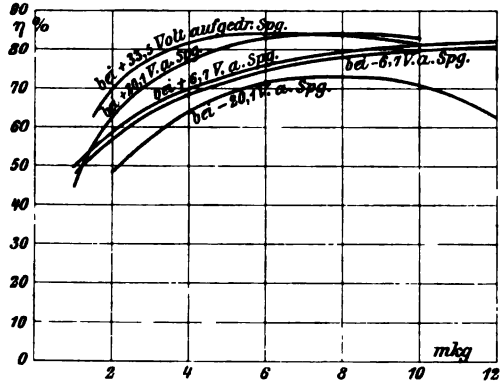


Fig. 346. W E D 1000/10 —500 Volt; Wirkungsgrade.

ständnis der Kurven ist es notwendig, zu erwähnen, daß der Rotor eine Stern-Stillstandsspannung von 48 Volt hat. Er ist sechspolig gebaut, und seine Leerlauftourenzahl ist daher 1000. Der Motor

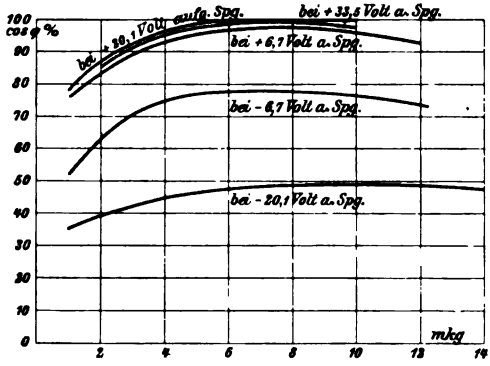


Fig. 347. W E D 1000/10 —500 Volt; Leistungsfaktoren.

wird in fünf Stufen reguliert. In Fig. 345 sind die fünf Tourenstufen angegeben. Bei —20,1 Volt ist die Leerlauftourenzahl rund 600 und die Vollbelastungstourenzahl rund 490. Bei + 20,1 Volt ist die Leerlauftourenzahl 1430 und die Belastungstourenzahl rund 1390

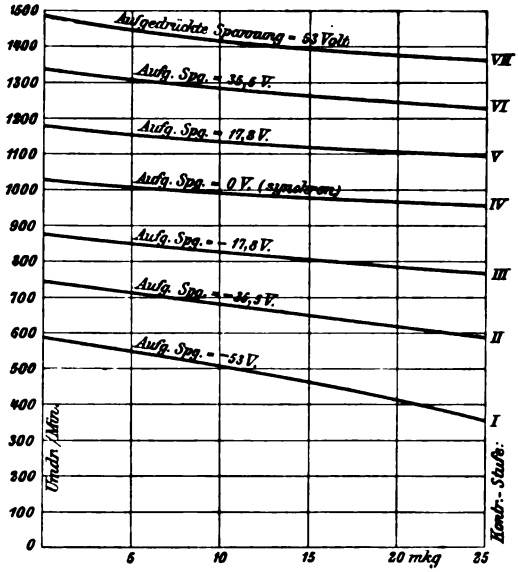


Fig. 348. W E D 1000/25 —215 Volt; Umdr/Min für die einzelnen Kontrollerstufen.

Fig. 349. W E D 8/60/750. Sechsbürstenschaltung.

bei 10 PS und 1360 bei vollem Drehmoment. Bei +33,5 Volt ist die Leerlauftourenzahl 1740.

Fig. 346 zeigt die zu den einzelnen Stufen gehörigen Wirkungsgrade. Es ist wieder klar ersichtlich, daß sich diese Wirkungs-

grade nicht nur bei vollem Drehmoment, sondern daß sie sich auch beim halben normalen Drehmoment in angemessener Höhe halten.

Fig. 347 zeigt die Leistungsfaktoren. Der Motor ist kompensiert durch Dreiecksverkettung nach Fig. 339 (S. 409) und es ist

Fig. 350. W E D 1000/25. Dreibürstenschaltung.

Fig. 351. W E D 750/40. Sechsbürstenschaltung.

selbstverständlich nicht möglich, eine vollkommene Kompensation bei den unteren Tourenstufen zu erreichen. Natürlich ließe sich durch Veränderung der Kompensation und durch Bürstenverstellung usw. noch Besseres erzielen.

Fig. 348 zeigt noch die Tourenkurve für einen 25-PS-Motor in Sechsbürstenschaltung. Die Diametral-Stillstandsspannung des Ankers ist 110 Volt. Die dem Anker aufgedrückten Spannungen sind für die einzelnen Tourenstufen angegeben. Man sieht, daß das einfache Gesetz, wie es oben angegeben ist, praktisch ziemlich

Fig. 352. Kontroller für Mehrphasen-Kommulatormotoren.

genau stimmt. Das „Durchschlüpfen" durch die theoretisch synchrone Tourenzahl kommt von der Kompensationsspannung.

10. Die Fig. 349 bis 351 zeigen einige ausgeführte Motoren der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft, und zwar Fig. 349 den schon erwähnten 60-PS-Motor. Einen Motor von 25 PS bei 1000 Touren synchron zeigt Fig. 350. Fig. 351 zeigt einen 40-PS-Motor bei 750 Touren synchron.

Fig. 352 stellt einen Kontroller dar, wie er für die beschriebenen Motoren verwendet wird.

Zusammenfassung.

Der elektrische Aufbau und die Wirkungsweise der Mehrphasen-Kollektormotoren werden in einfacher Weise klargelegt. Daran schließt sich die Behandlung der Regelungsfrage, der Kommutierungsverhältnisse und der Kompensierung. Die Statorwicklung des Motors wurde so ausgebildet, daß sie nicht nur für Dreibürsten-, sondern auch für Sechsbürstenschaltung und zwar für unter- und übersynchronen Betrieb als Transformator geeignet ist.

Nachdem im Anfange dieser Arbeit die Theorie der Mehrphasen-Kommutatormotoren behandelt worden war, werden im abschließenden Teile Versuchsergebnisse von ausgeführten Motoren mitgeteilt. Aus den Kennlinien geht hervor, daß die Motoren die Eigenschaften des Gleichstrom-Nebenschlußmotors mit Feldregelung in weiten Grenzen besitzen.

X.

Aus der großen Reihe der Patente, die Winter und ich und später ich allein ausarbeiteten, habe ich eine Auslese gemacht, die ich hier aufführen will. Die ersten drei entsprechen den Vorlagen, die Winter und ich am 16. Nov. 1901 dem Kaiserlichen Patentamt überreicht haben. Das vierte Patent enthält in Fig. 366 die Grundanordnung, die Latour für sich beanspruchen wollte. In der Vorlage, die am 14. Januar 1903 dem Kaiserlichen Patentamt gemacht ist, war auch die unmittelbare Reihenschaltung der Erregerbürsten mit der Arbeitswicklung am Ständer angegeben. Diese besondere Anordnung wurde auf Wunsch des Vorprüfers abgetrennt. Durch einen Formfehler bei der Abtrennung, wurde dieser Anordnung der Patentschutz verweigert, obwohl sie sachlich gegen alle Einsprüche verfochten und vom Patentamt anerkannt worden war. Die sechste, siebente und neunte Patentschrift beziehen sich auf die Regelung, die achte und dreizehnte auf die Funkenunterdrückung, die zehnte, elfte und zwölfte behandeln die einphasige Nebenschlußmaschine, die vierzehnte bis sechszehnte die Regulierung der Drehstrom-Kommutatormotoren. In der Patentschrift 180 112 sind außer von Winter und mir auch Ideen von Dr.-Ing. Joh. Alexander verwertet.

Union Elektricitäts-Gesellschaft in Berlin.

Verfahren zur Regelung von Wechselstrommaschinen mit Gleichstromanker.[1])

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 16. November 1901 ab.)

Die Rückgewinnung der im Läufer von Induktionsmotoren bzw. in den in demselben eingeschalteten Widerständen verloren gehenden Energie ist praktisch mit Ausnahme der Kaskadenschaltung

[1]) D. R. P. Nr. 153 730, Klasse 21d.

nicht ausgeführt, weil die Läuferströme eine Periodenzahl besitzen, welche der jeweiligen Differenz der gewünschten Tourenzahl und der synchronen Tourenzahl entspricht und daher veränderlich ist. Verwendet man als Läufer nicht eine aus einzelnen unmittelbar oder über Widerstände kurzgeschlossenen Phasenwicklungen bestehende Armatur, sondern eine Armatur mit einer Wicklung nach Art der Gleichstrom-Kollektorwicklungen, so werden zwar in den einzelnen Windungen je nach der Tourenzahl der Maschine Ströme verschiedener Periodizität entstehen, an den feststehenden, am Kollektor anliegenden Bürsten entsteht aber eine elektromotorische Kraft, welche immer von der Periodizität des Ständerfeldes ist und unabhängig bleibt von der Umdrehungszahl des Läufers. Dies kommt daher, weil die Periodizität an den Läuferbürsten der Summe der Relativgeschwindigkeiten zwischen Läufer und Ständer einerseits und zwischen Bürsten und Armatur andererseits entspricht. Bei feststehenden Bürsten ist diese Summe stets konstant und an den Bürsten erscheint daher eine Periodizität, welche identisch mit derjenigen des Ständerfeldes ist.

Von der Relativgeschwindigkeit der Armatur zum Ständerfeld, also von der Umdrehungszahl der Armatur, ist nur die Größe der an den Bürsten auftretenden EMK. abhängig. Sie ist Null bei Synchrongeschwindigkeit der Maschine, nimmt mit abnehmender Tourenzahl zu, während die Spannungen bei übersynchroner Geschwindigkeit gegenüber denjenigen bei untersynchroner Geschwindigkeit negativ sind. Diese Eigenschaft ergibt die Möglichkeit, dem Motor durch Anlegen der Spannung Null die wirkliche synchrone Geschwindigkeit aufzuprägen, bei Anlegung der vollen Läuferspannung den Motor stillzusetzen, während beispielsweise bei Anlegung einer Spannung, welche der Hälfte der bei Stillstand an den Bürsten auftretenden Spannung entspricht, der Motor einer Leerlauftourenzahl zustrebt, welche gleich der halben synchronen Tourenzahl ist.

Da die an den Bürsten auftretenden elektromotorischen Kräfte stets dieselbe Periodenzahl haben wie die dem Ständer zugeführten Ströme, so ist es möglich, sie durch Transformation auf das Netz zurückzugeben oder aus dem Netz zu entnehmen. Das Zurück-

geben wird im wesentlichen bei den Tourenzahlen unterhalb des Synchronismus und die Aufnahme bei den Tourenzahlen oberhalb des Synchronismus erfolgen. Das Drehmoment entsteht dabei zwischen dem magnetischen Drehfeld und den Strömen des Läufers oder des Ständers und wird bestimmt durch die Größe der Ströme, die Größe des Magnetfeldes, sowie von der Phasenverschiebung der beiden gegeneinander. Die mit dem magnetischen Drehfeld das wirksame Drehmoment ergebenden Ströme des Ständers oder Läufers würden, wenn sie ein Feld bilden könnten, bei den Mehrphasenanordnungen ebenfalls ein Drehfeld, bei den Einphasenanordnungen ein oszillierendes Wechselfeld erzeugen. Bei gleichbleibender Stärke des Drehfeldes wird, von der Phasenverschiebung abgesehen, das Drehmoment der Stärke des Ausgleichstromes proportional sein. Ist die Spannung am stillstehenden Läufer $\triangle_r$ und wird an den Läufer eine Spannung $\frac{p \cdot \triangle_r}{100}$ gelegt, so eilt also der Motor einer Leerlauftourenzahl $\frac{(1-p)n}{100}$ zu; n ist dabei die Synchrontourenzahl. Wenn mit zunehmendem Drehmoment die Ströme wachsen, so schlüpft der Motor gegen diese Leerlauftourenzahl, ganz ähnlich wie ein gewöhnlicher Induktionsmotor gegen die synchrone Tourenzahl. Vermittels eines Transformators, der gestattet, die Spannung von $\triangle_r$ bis Null und über Null hinaus in das Negative zu transformieren, kann man die Geschwindigkeit eines solchen Motors vom Stillstand bis zum Synchronismus und über diesen hinaus regulieren.

Im folgenden sei das System an einigen Beispielen erläutert. In Fig. 353 ist P eine zweipolige, dreiphasige Ständerwicklung (hier beispielsweise als Grammesche Ringwicklung ausgebildet) und S eine zweipolige Läuferwicklung nach Art der Gleichstromwicklungen (hier gleichfalls als Grammesche Ringwicklung ausgeführt gedacht). Als Windungsverhältnis der beiden ist 1 : 1 angenommen. Die Zuführung der Ströme zum Ständer erfolgt durch die Anschlußpunkte I, II, III zum Läufer durch die Bürsten B_1, B_2, B_3.

Legt man an die drei Anschlußpunkte I, II, III des Ständers Dreiphasenspannung an, so tritt an den Bürsten B_1, B_2, B_3 bei

dem gewählten Übersetzungsverhältnis eine Dreiphasenspannung gleicher Größe auf, welche je nach der Stellung der Bürsten gegen die Ständerspannung verschoben ist oder nicht. Ist die Stellung der Bürsten beispielsweise eine solche, daß die Phasen der Läuferspannungen übereinstimmen mit denen der Ständerspannungen, dann kann man die Bürsten an einen regelbaren Transformator so anlegen, daß die Spannungen B_1, B_2 = I, II, B_2, B_3 = II, III, B_3, B_1 = III, I sind. Dieser Transformator liegt im allgemeinen primär an den zu I, II, III führenden Leitungen, während er sekundär mit B_1, B_2, B_3 verbunden ist. Er kann wie in Fig. 353 mit vereinigter Primär- und Sekundärwicklung ausgebildet sein. Werden die an die Bürsten B_1, B_2, B_3 angelegten Spannungen größer oder kleiner als die an I, II, III gelegten Spannungen gewählt, so wird der Läufer sich in Bewegung setzen und einer solchen Geschwindigkeit zueilen, daß die in ihm erzeugte EMK. der angelegten gleich ist. Dabei ist der auftretende Ohmsche und induktive Abfall vernachlässigt. Dieser verändert nicht nur die Größe, sondern auch die Phasenverschiebung zwischen den elektromotorischen Kräften am Stator und Rotor, welchem Umstand dadurch Rechnung getragen werden kann, daß gleichzeitig mit der Spannungsänderung auch eine Phasenänderung stattfindet.

Ist bei dem für den vorliegenden Fall angenommenen Übersetzungsverhältnis die an den Läufer angelegte Spannung größer als die an den Ständer angelegte, so dreht sich der Läufer entgegen der Richtung des Drehfeldes, ist sie kleiner, in der gleichen Richtung. Bei Spannung 0 am Läufer strebt er, wie ein Induktionsmotor, dem Synchronismus zu. Ändert man dann den Sinn der Spannungen am Läufer und vergrößert dieselben wieder, dann wird der Motor in derselben Richtung übersynchron laufen.

Es ist ohne weiteres klar, daß die Zahl der Phasen, mit deren Hilfe das Drehfeld im Ständer erregt wird, beliebig und unabhängig von der Zahl der Phasen, der dem Läufer zugeführten oder von ihm abgeleiteten Ströme ist.

In allen Fällen wird die an den Bürsten auftretende Spannung vermittels des Transformators T auf den vollen Wert der Ständer- (Arbeits- oder Netz-) Spannung gebracht, und es wird z. B. bei

untersynchronem Lauf die vom Läufer zurückgegebene Energie gewissermaßen auf den Ständer zurückgepumpt, so daß aus dem Netz lediglich die der abgegebenen mechanischen Arbeit zuzüglich der Verluste entsprechende elektrische Energie aufgenommen wird.

Da es also nur auf die Differenz der Spannungen am Ständer und Läufer ankommt, so kann eine Regelung der Tourenzahl ebenso durch Veränderung der Ständerspannung als durch Veränderung der Läuferspannung erfolgen, d. h. im allgemeinen durch Veränderung der Differenz, oder auch durch Veränderung jeder von beiden.

Es kann für die Betriebsverhältnisse günstig sein, die Phasenverschiebung dadurch zu regeln, daß man z. B. in die vom Transformator T zu den Bürsten B_1, B_2, B_3 führenden Leitungen Widerstände einschaltet. Man kann dies so weit treiben, daß die Regelung der Sekundärströme ausschließlich durch Widerstände, die zwischen B_1, B_2 und B_3 geschaltet sind, erfolgt. Dies ist in Fig. 354 dargestellt, wobei dann an die Punkte I, II, III eine konstante oder beliebig veränderliche Spannung gelegt werden kann.

In den Beispielen nach Fig. 353 und 354 führen die Windungssysteme des Ständers und Läufers sowohl die das wirksame Drehmoment ergebenden Ströme (Arbeitsströme), als auch die das Feld erzeugenden Ströme (Magnetisierungsströme). Man kann für diese beiden Ströme auch getrennte Wicklungen anordnen, und es ist beispielsweise in Fig. 355 am Ständer ein doppeltes Windungssystem angeordnet.

In den Windungssystemen P_1, P_2 einerseits und S andererseits werden durch das Drehfeld gegenelektromotorische Kräfte erzeugt, deren Differenz proportional der Tourenzahl des Motors ist; dabei ist eine konstante Stärke des Drehfeldes vorausgesetzt. Schaltet man die Windungssysteme P_1, P_2 und S, und zwar jeweils die zugehörigen Phasenwicklungen in Serie, so tritt die Differenzspannung an den Enden dieser Serien auf. Die Regelung der Tourenzahl erfolgt durch die Veränderung der an die Serie gelegten Spannung. Da bei dieser Anordnung die in Serie geschalteten Phasenwicklungen in ihrer Gesamtheit kein Magnetfeld bilden,

muß das Drehfeld durch eine gesondert aufgebrachte (zweiphasige) Erregerwicklung M erzeugt werden. Fig. 355 zeigt eine derartige Anordnung: P_1 und P_2 sind die den zwei Phasen entsprechenden und voneinander getrennt ausgeführten Ständerwicklungen. Außerdem trägt der Ständer die erwähnte Wicklung M. Im Läufer sind die beiden Phasenwicklungen miteinander kombiniert als Gramme-Ringwicklung (S) ausgeführt. Die eine Serie besteht aus Ständerwicklung P_1 und der Läuferwicklung zwischen den Bürsten B_2 und B_1 und liegt an der veränderlichen Spannung e_0', während die andere Serie aus der Ständerwicklung P_2 und der Läuferwicklung zwischen den Bürsten B_3 und B_4 besteht und an der veränderlichen Spannung e_0'' liegt. Bei gegebener Stärke des von M erzeugten Drehfeldes ist die Tourenzahl, der der Motor zustrebt, direkt proportional der an die Serien $P\,S$ angelegten Mehrphasenspannung. Die an die gesondert aufgebrachte Erreger-(Magnetisierungs-) wicklung angelegte Spannung (ebenfalls zweiphasig) ist in der Fig. 355 mit e' und e'' bezeichnet. Durch Veränderung dieser Spannungen wird das Magnetfeld verändert und damit gleichfalls die Tourenzahl des Motors reguliert (s. Anspruch 4).

In den Fig. 353 und 354 erscheinen die Phasenwicklungen miteinander als Grammesche Wicklungen kombiniert. In Fig. 355 sind die Phasenwicklungen getrennt. Natürlich können anstatt der Grammeschen Wicklungen alle die bekannten Wechselstromwicklungen angewendet werden. Eine Abweichung vom Windungsverhältnis 1 : 1 macht eine Transformation im Verhältnis der Spannungen erforderlich. Die Zahl der Ständer- und Läuferphasen kann im allgemeinen, wie schon erwähnt, beliebig und voneinander unabhängig gewählt werden.

Als ein besonderer Fall der Mehrphasenanordnung mit im allgemeinen m-phasigem Ständer und n-phasigem Läufer ist der in Fig. 356 dargestellte zu betrachten, wo im mehrachsig (mehrphasig) erregten Ständerfeld ein Läufer gleicher Wicklungsanordnung wie früher, aber mit bloß einachsig (einphasig) aufgesetzten Bürsten angeordnet ist. Ein solches einachsiges Bürstensystem besteht bei einer 2 p-poligen Maschine im allgemeinen aus 2 p-Bürsten, von denen je p einem Pol angehören, welche jedoch bei

einer Serienwellenwicklung nicht sämtlich aufgesetzt werden müssen. Die Ständerphasenwicklung, deren Achse $x\,x$ mit der Bürstenachse zusammenfällt, führt Arbeits- und Magnetisierungsströme, die in die Achse $y\,y$ fallende, also um 90° (bezogen auf ein zweipoliges Feld) versetzte Phasenwicklung führt bloß Erregerströme. Das Feld, welches den an P und S angelegten Spannungen entspricht, bildet mit dem in der Achse $y\,y$ erzeugten Feld ein Drehfeld, das je nach der Stärke und Phase des letzteren mehr oder weniger gleichmäßig ist, und dieses Drehfeld wirkt auf die Amperewindungen der beweglichen Armatur, welche, wenn sie allein vorhanden wäre, ein oszillierendes (einphasiges) Feld ergeben würde. Das in der Achse $y\,y$ erzeugte Feld, das mit den Arbeitsströmen das wirksame Drehmoment gibt, wird entweder durch eine gesondert aufgebrachte Wicklung M (siehe Fig. 359) oder aber durch eine mit P oder S kombinierte Wicklung (siehe Fig. 356 und 357) erzeugt. Dieses Feld muß, um ein möglichst großes Drehmoment zu erzielen, mit den Arbeitsströmen möglichst in Phase gehalten werden. Je nach der gewünschten Geschwindigkeit wird an B_1, B_2 eine entsprechend gewählte Spannung E_2 gelegt. Wieder ist ein Transformator mit nur einer Wicklung angenommen und das Windungsverhältnis gleich 1 : 1 gedacht. Die Tourenzahl, welcher der Motor zustrebt, entspricht wieder der Differenz der Spannungen E_1, E_2.

Da die Vollkommenheit des Drehfeldes bei den zuletzt besprochenen Fällen kein unbedingtes Erfordernis ist, so kann die Stärke des in der Richtung $y\,y$ erzeugten Magnetfeldes in weiten Grenzen verändert und zur Tourenregulierung benutzt werden.

Die Spannung E_2 kann wieder über zwischengeschaltete Widerstände an die Bürsten gelegt werden, um gleichzeitig die Geschwindigkeit und die Phasenverschiebung zu regulieren. Man kann schließlich die Regulierung nur durch Widerstände vornehmen, wie dies in Fig. 358 angedeutet ist. Sie entspricht der Anordnung in Fig. 354, jedoch ist hier die Rolle der Ständer- und Läuferwicklung vertauscht.

Ebenso ist die Anordnung nach Fig. 359 ein besonderer Fall der Anordnung nach Fig. 355.

Bei den in Fig. 356 und 357 dargestellten Schaltungen wird das Drehfeld von bloß zwei Phasenwicklungen erregt, von denen die eine (Achse $y\,y$) nur magnetisiert, die andere auch die im Rotor fließenden Arbeitsströme balanciert.

Im allgemeinen kann das Drehfeld von m-Phasenwicklungen erregt werden. Jede Phasenwicklung wird je nach der Winkelstellung zur Achse $y\,y$ oder $x\,x$ an der Erregung oder Balancierung der Arbeitsströme teilnehmen.

Es ist ohne weiteres verständlich, daß alle die bisher beschriebenen Anordnungen nicht nur auf Motoren, sondern auch auf Stromerzeuger anwendbar sind, und ist bei solchen Stromerzeugern die Periodenzahl des abgegebenen Stromes unabhängig von der Tourenzahl des Läufers. Ebenso wie beim Motor durch entsprechende Wahl der der Ständer- und Läuferwicklung zugeführten Spannungen jede beliebige Geschwindigkeit eingestellt werden kann, kann beim Generator bei irgendeiner gewünschten Tourenzahl eine beliebige Differenz der Spannungen am Ständer und Läufer eingestellt werden.

Bei allen Ausführungsformen der Motoren und Generatoren ist es möglich, die Erregerstrom führenden Windungen gesondert auszuführen und entweder auf dem Läufer oder auf dem Ständer oder auf beiden gleichzeitig unterzubringen.

Die Wicklungen auf dem Ständer sind in allen beschriebenen Anordnungen stets als Ringwicklungen bezeichnet, es können jedoch alle bekannten offenen oder geschlossenen Phasenwicklungen in Anwendung kommen. Die Wicklungen auf dem Läufer sind ebenfalls als Gramme-Wicklungen bezeichnet, es können jedoch ebenfalls alle geschlossenen Gleichstrom-Kollektorwicklungen Anwendung finden.

Patentansprüche:

1. Verfahren zur Regelung von Wechselstrommaschinen mit Gleichstromanker, deren Ständer m-phasig gewickelt ist und auf deren Kommutator n-Phasen entsprechend aufgesetzte Bürsten schleifen, wobei m und n nicht gleichzeitig den Wert 1 besitzen und sowohl Ständer- wie Läuferwicklung an äußere Stromkreise angeschlossen sind, dadurch gekennzeichnet, daß beim Motor die der

Ständer- und Läuferwicklung zugeführten, beliebigen Spannungen gleicher Periodenzahl derart geändert werden, daß durch entsprechende Einstellung der Differenz (Größe und Phase) dieser Spannungen beliebige Geschwindigkeiten hervorgerufen werden, während beim Generator bei jeder Tourenzahl eine beliebige Differenz (Größe und Phase) der Spannungen am Ständer und Läufer eingestellt werden kann.

2. Maschine zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der einphasige Läufer bei zweipoliger Ausführung zwei um 180°, bei 2 p-poliger Ausführung 2 p um $\frac{180°}{p}$ versetzte Bürsten erhält, wobei die Spannungen an den Ständerphasen jede für sich ebenfalls geregelt werden können.

3. Maschine zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Ständer einphasig gewickelt ist, wobei die Spannungen an den Läuferphasen jede für sich ebenfalls geregelt werden können.

4. Maschine mit Reihenschlußschaltung zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die einzelnen, den gleichen Phasen angehörigen, in Reihe geschalteten Wicklungen des Ständers und Läufers an eine veränderliche Spannung gelegt werden, so daß sich infolge der gleichachsigen Anordnung ihre Amperewindungen aufheben, während eine das magnetische Feld erzeugende Erregerwicklung am Ständer oder Läufer gesondert oder mit der Ständer- bzw. Läuferwicklung vereinigt ausgeführt und unabhängig geregelt wird.

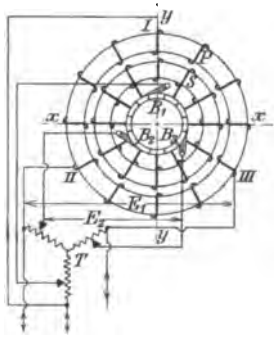


Fig. 353.

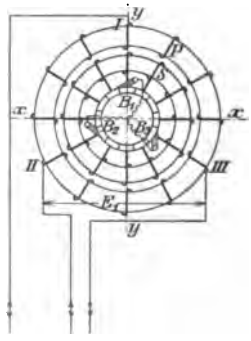


Fig. 354.

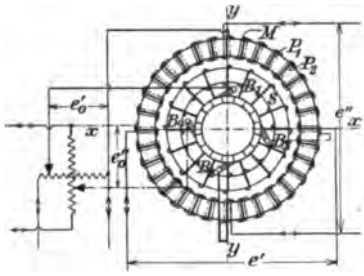


Fig. 355.

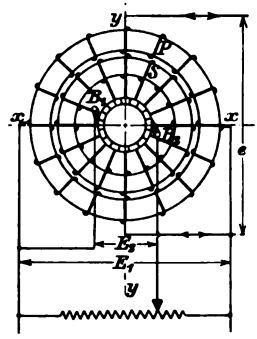


Fig. 356.

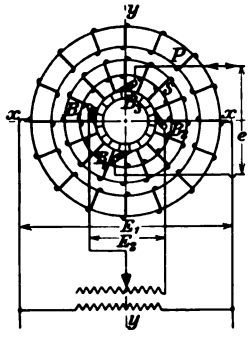


Fig. 357.

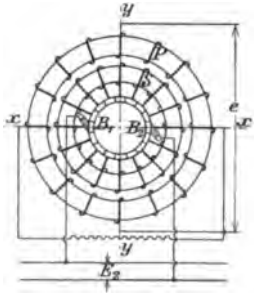


Fig. 358.

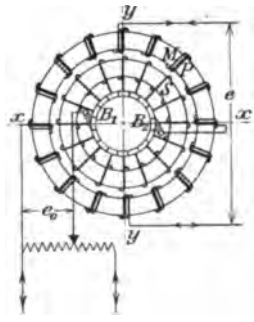


Fig. 359.

Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft in Berlin.

Regelung von Einphasen-Wechselstrommaschinen.[1])

Zusatz zum Patente 153 730 vom 16. November 1901.

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 16. November 1901 ab. Längste Dauer: 15. November 1916.)

Bei einem Teil der Anordnungen nach dem Hauptpatent wird die Regelung der Tourenzahl dadurch veranlaßt, daß die beiden die gleiche Achse besitzenden Wicklungen des Ständers und Läufers an Spannungen gelegt werden, deren Differenz je nach der gewünschten Tourenzahl geändert wird. Da es nur auf die Differenz der Ständer- und Läuferspannung ankommt, kann der eine Teil auf sich selbst oder auf Widerstände irgendwelcher Art

[1]) D. R. P. Nr. 175 377, Klasse 21d, Gruppe 45.

kurzgeschlossen werden, wie dies in Fig. 354 und 358 des Hauptpatentes beispielsweise gezeigt ist. Die Spannung an dieser kurzgeschlossenen Wicklung wird dann stets Null sein und die Tourenzahl durch die Spannung bestimmt werden, welche an die andere Wicklung gelegt wird.

Bei der in Fig. 358 dargestellten Einphasenanordnung ist wie bei allen Einphasenanordnungen nach dem Hauptpatent das Magnetfeld durch eine Wicklung erregt, die so angeordnet ist, daß sie mit der kurzgeschlossenen Achse einen Winkel von $\frac{180^\circ}{2p}$ einschließt; dabei ist p die Polpaarzahl. Diese das Magnetfeld erregende Wicklung kann am Ständer oder Läufer unabhängig von den anderen Wicklungen oder aber mit einer derselben kombiniert angebracht werden. Die Erregung des Magnetfeldes kann bewirkt werden durch eine Spannung beliebiger Phase, so daß das Magnetfeld völlig unabhängig ist von denjenigen Stromkreisen, denen die anderen Wicklungen angehören. Es ist aber zweckmäßig, wie bereits in dem Hauptpatent erwähnt ist, daß die Erregerströme mit den die gleichachsigen Wicklungen durchfließenden Arbeitsströmen möglichst in Phase gehalten werden.

In den Fig. 360—363 sind solche Einphasenmaschinen dargestellt. P ist die Ständerwicklung und S die Läuferwicklung. E ist die an die eine der beiden Wicklungen mit gleicher Achse angelegte Hauptspannung; e ist die Spannung an der Erregerwicklung.

Nach Fig. 360 ist der Läufer auf sich selbst kurzgeschlossen; die Erregung erfolgt über die Ständerwicklung. Die das Magnetfeld erzeugende Wicklung ist also kombiniert mit der an die Spannung E gelegten Wicklung ausgeführt. Sie könnte jedoch auch getrennt ausgeführt werden.

In Fig. 361 ist die Erregerwicklung kombiniert ausgeführt mit der Läuferwicklung, so daß für eine zweipolige Maschine vier Bürsten, für eine $2p$-polige Maschine $(2p + 2)$ Bürsten angeordnet werden müssen.

Fig. 362 ist eine Abänderung der Anordnung nach Fig. 360; die Spannung E ist hier an die Läuferwicklung gelegt, während die Ständerwicklung auf sich selbst kurzgeschlossen ist.

Fig. 363 zeigt die gleichartige Abänderung der Fig. 361. Derartige Maschinen können sowohl als Motoren wie als Generatoren laufen, wodurch u. a. die Möglichkeit einer Bremsung gegeben ist.

Patentanspruch:

Einphasen-Wechselstrom-Kommutatormaschine, gekennzeichnet dadurch, daß die von außen gespeiste Erregerwicklung mit einer der beiden Arbeitswicklungen am Ständer oder Läufer, von denen eine auf Widerstände irgendwelcher Art oder auf sich selbst kurzgeschlossen ist, vereinigt wird, so daß die Erregerströme der zweiachsig ausgebildeten Arbeitswicklung von außen zugeführt werden, wobei die Arbeits- und Erregerspannung zwecks Geschwindigkeitsregelung jede für sich geregelt werden (Fig. 360—363).

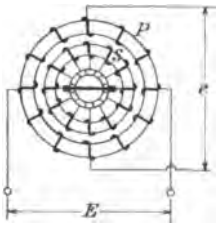


Fig. 360.

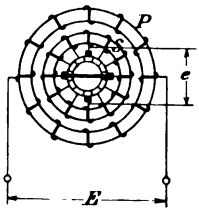


Fig. 361.

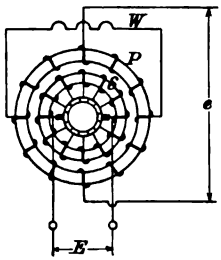


Fig. 362.

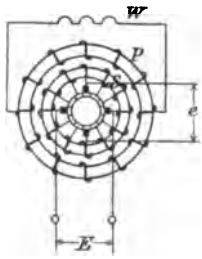


Fig. 363.

Einphasen-Kommutatormaschine.[1])

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 16. November 1901 ab.)

Es ist bekannt, daß bei Wechselstrommaschinen das Feld durch den Läufer erregt werden kann, sofern ein Kollektor zur Anwendung kommt. Für Induktionsmotoren ist eine derartige Anordnung beispielsweise in der Patentschrift 143 069 beschrieben. Für Kollektormaschinen mit Gleichstromarmatur finden sich solche Anordnungen in den Patentschriften 153 730 und 175 377.

Insbesondere in Patentschrift 175 377 ist eine Maschine beschrieben, welche eine Arbeitswicklung am Ständer und eine zweiachsig verwendete Gleichstromarmatur besitzt. In der mit der Ständerwicklung gleichachsigen Richtung dient die Gleichstromarmatur als Arbeitswicklung, in der darauf senkrechten Achse als Erregerwicklung. Eine der beiden Arbeitswicklungen am Ständer und Läufer ist kurzgeschlossen, während der anderen von außen Strom zugeführt wird. Der Erregerstrom ist mit dem Arbeitsstrom möglichst in Phase gehalten.

Da bei den Anordnungen nach Patent 175 377 Läuferarbeitswicklung und Läufererregerwicklung miteinander vereinigt sind, so ist die Spannung, mit welcher der Erregerstrom zugeführt wird, abhängig von der Spannung, für welche die Läuferarbeitswicklung bestimmt ist. Ordnet man hingegen am Läufer zwei getrennte Wicklungen an, von welchen die eine nur Arbeitsstrom, die andere nur Erregerstrom führt, so sind die beiden Spannungen voneinander unabhängig. Dies ist unter Umständen ein wesentlicher Vorteil. Die Spannung an der Arbeitswicklung ist nämlich dadurch begrenzt, daß die Spannung zwischen zwei Kollektorsegmenten mit Rücksicht auf die unter den Bürsten auftretende Kurzschlußenergie einen bestimmten Wert nicht überschreiten darf. Für die Erregerwicklung gelten diese Grenzen nicht, da an den Erregerbürsten solche Kurzschlußverluste nicht stattfinden. Man kann daher die Spannung an der Erregerwicklung vergrößern und dadurch die Größe der Erregerströme verringern. Die beiden am Läufer angeordneten Wicklungen können im allgemeinen mit ganz

[1]) D. R. P. Nr. 194 170, Klasse 21 d, Gruppe 45.

verschiedenen Windungszahlen ausgeführt werden und nach beliebigen und untereinander verschiedenen Wicklungsplänen ausgeführte Gleichstromarmaturwicklungen sein.

Die Arbeitsweise der Maschine ist genau dieselbe wie die der Maschinen nach Patent 175 377. Der Erregerstrom soll wie bei diesen möglichst in Phase mit dem Arbeitsstrom gehalten werden, und die Regelung kann in gleicher Weise erfolgen.

Patentanspruch:

Einphasen-Kommutatormaschine, bei welcher zwecks Regelung der Geschwindigkeit die Spannung an einer der gleichachsig am Ständer und Läufer angeordneten Arbeitswicklungen, von denen eine auf sich selbst oder auf Widerstände irgendwelcher Art kurzgeschlossen ist, und unabhängig davon die Spannung an der am Läufer angeordneten Erregerwicklung geändert werden kann, dadurch gekennzeichnet, daß die Erregerwicklung und die Läuferarbeitswicklung als getrennte und daher in der Spannung voneinander unabhängige Kommutatorwicklungen ausgeführt sind.

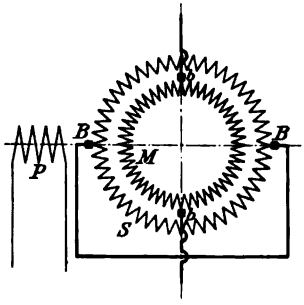


Fig. 364.

Verfahren zur Erregung und Regelung von Einphasen-Kollektormaschinen.[1])

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 15. Januar 1903 ab.)

In den Patenten 153 730 und 175 377 sind Wechselstrom-Kollektormaschinen beschrieben, bei denen auf Ständer und Läufer

[1]) D. R. P. Nr. 199 553, Klasse 21d, Gruppe 45.

je eine gleichachsige Wicklung P und S angebracht ist, von denen eine auf sich selbst oder auf Widerstände irgendwelcher Art kurzgeschlossen ist. Auf dem Läufer ist eine von der Arbeitswicklung gesonderte oder mit ihr vereinigte Erregerwicklung angeordnet. Die Art der Speisung der Erregerwicklung ist dort nicht näher erläutert. Es ist jedoch erwähnt, daß das Magnetfeld mit den durch die gleichachsigen Wicklungen fließenden Arbeitsströmen möglichst in Phase gehalten werden soll.

Legt man die Bürsten, die senkrecht zu den miteinander kurzgeschlossenen Bürsten stehen, parallel an das Netz oder einen Teil der Netzspannung, so wird die richtige Phase des Magnetfeldes nur für eine, nämlich die synchrone Tourenzahl eingestellt, und der Motor hält sich in der Nähe dieser Tourenzahl. Zweck der Erfindung ist dagegen, die Maschine mit beliebiger Umlaufszahl arbeiten zu lassen.

Ein Verfahren zur Speisung der Erregerwicklung, das nun die oben angegebenen Bedingungen erfüllt, ist die Einschaltung des Erregerbürstenkreises in den Sekundärkreis eines mit der von außen gespeisten Wicklung in Reihe geschalteten Reihentransformators. Diese Schaltung ist auch bei Vereinigung der Erregerwicklung mit der Arbeitswicklung möglich. Die Arbeits- und Erregerströme stören sich hierbei nur insofern, als je nach dem Verhältnis zwischen Arbeits- und Erregerstrom die Stromverteilung im Anker geändert wird. Magnetfeld und Arbeitsstrom erhalten auch hierbei für alle Belastungen und Umlaufszahlen, welche durch Änderung der Spannung auch über die synchrone Umlaufszahl hinausgetrieben werden können, die gleiche Phase bis auf geringe, praktisch unwichtige Rückwirkungen der unter den Arbeitsbürsten kurzgeschlossenen Wicklungsteile. Bei Umkehrung der Drehrichtung ändert sich die relative Richtung des Magnetfeldes zum Arbeitsstrom. Die Phasenverschiebung, die früher ungefähr 0° betrug, beträgt nun 180° oder umgekehrt, dadurch ändert sich die Stromverteilung im Anker und gleichzeitig die Drehrichtung.

Die Fig. 365 und 367 zeigen einige Beispiele der neuen Schaltung der Maschine, welche in Fig. 361 der Patentschrift 175 377 dar-

gestellt und hier in Fig. 366 wiedergegeben ist; bei dieser Maschine ist die Erregerwicklung mit der kurzgeschlossenen Läuferarbeitswicklung S vereinigt. In Fig. 365 ist in Reihe mit der Ständerwicklung P die Primärwicklung eines Transformators T geschaltet, von dessen Sekundärseite die Erregerwicklung mit der Spannung e gespeist wird. Durch den Transformator werden Windungszahl und Drahtstärke der beiden in Reihe geschalteten Wicklungen voneinander ganz unabhängig. In Fig. 367 ist die Spannung e die Resultierende aus den Sekundärspannungen eines Reihentransformators T und eines Paralleltransformators t; die Primärwicklung des letzteren liegt beispielsweise parallel zum Netz.

Der Erregerkreis kann, wie die Zeichnung zeigt, in allen Fällen durch Widerstände oder durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses der Transformatoren geregelt und durch einen gewöhnlichen Schalter umgekehrt werden.

Maschinen mit den beschriebenen Schaltungen können sowohl als Motoren wie als Stromerzeuger laufen, wodurch u. a. die Möglichkeit einer Bremsung gegeben ist.

Patentanspruch:

Verfahren zur Erregung und Regelung von Einphasen-Kollektormaschinen mit je einer Arbeitswicklung am Ständer und Läufer von ungefähr gleicher Achse und einer mit der Läuferwicklung kombiniert oder von ihr getrennt am Läufer angeordneten Erregerwicklung mit um $\frac{90^\circ}{p}$ (p = Polpaare) gegen die Achse der Arbeitswicklung versetzter Achse, wobei eine der Arbeitswicklungen kurzgeschlossen werden kann, während der anderen Arbeitswicklung und der Erregerwicklung von außen Arbeits- bzw. Erregerspannung zugeführt wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Erregerbürstenkreis mit der von außen gespeisten Arbeitswicklung unter Vermittlung eines Reihentransformators in Reihe geschaltet ist oder von einer Spannung gespeist wird, die die Resultierende der Sekundärspannung eines Reihen- und eines Paralleltransformators ist, wobei in allen

Fällen dieser Erregerkreis durch Widerstände oder durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses der Transformatoren geregelt und durch einen gewöhnlichen Umschalter reversiert werden kann.

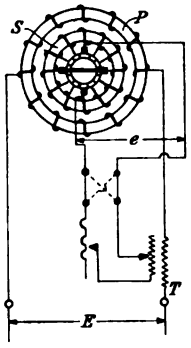


Fig. 365.

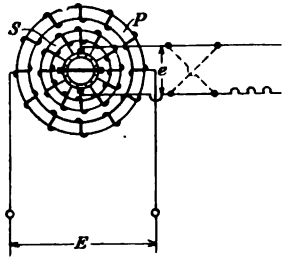


Fig. 366.

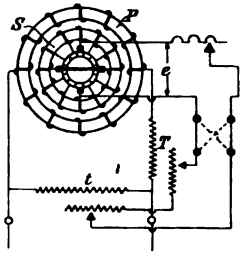


Fig. 367.

Einrichtung zur Erzeugung und Regelung von Einphasen-Kollektormaschinen.[1])

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 15. Januar 1903 ab.)

In den Patenten 153730 und 175377 sind Einphasen-Kollektormaschinen beschrieben, bei denen am Ständer und Läufer je eine gleichachsige Wicklung P und S angebracht ist, von denen eine auf sich selbst oder auf Widerstände irgendwelcher Art kurzgeschlossen ist, und bei welchen am Ständer eine von der Arbeitswicklung gesonderte oder mit ihr kombinierte Erregerwicklung angeordnet ist. Es ist dort ferner erwähnt, daß das Magnetfeld mit den durch die gleichachsigen Wicklungen fließenden Arbeitsströmen möglichst in Phase gehalten werden soll.

Ein Verfahren zur Speisung der Erregerwicklung, welches diese Bedingung erfüllt, ist die bekannte Reihenschaltung der Erregerwicklung mit einer der Arbeitswicklungen. Bei der den Gegenstand der Erfindung bildenden Einrichtung wird die Erregerwicklung in den Sekundärkreis eines Transformators geschaltet, dessen Primärwicklung im Hauptstromkreis liegt. Auch hierbei

[1]) D. R. P. Nr. 206444, Klasse 21d, Gruppe 45.

ist die angegebene Bedingung erfüllt im Gegensatz zur bekannten Speisung der Erregerwicklung durch eine weitere, am Ständer gleichachsig mit der Arbeitswicklung angeordnete und daher von ihr transformatorich induzierte Wicklung, in welchem Falle sich kein Drehfeld ausbilden kann, da Arbeits- und Erregerwicklung an Spannungen gleicher Phase liegen.

Gegenüber der unmittelbaren Reihenschaltung bietet die vorliegende Transformatorspeisung die gleichen Vorteile wie bei den gewöhnlichen Reihenschlußmotoren die bekannte Speisung des Ankers durch einen Transformator, dessen Primärwicklung im Ständerstromkreis liegt. Sie hat aber noch den besonderen Vorteil, daß bei ihr im Transformator nicht diejenige elektrische Energie transformiert wird, welche in der Maschine in mechanische Energie umgesetzt bzw. aus solcher erzeugt wird, sondern nur die zur Erregung dienende, scheinbare Arbeit, weshalb der Transformator wesentlich kleiner ausfällt. Die zur Regelung oder Reversierung dienenden Schaltvorrichtungen können in den Erregerkreis gelegt werden, der einen niedriggespannten Strom führt, welcher im allgemeinen schwächer als der im Läufer fließende Strom ist.

In der Zeichnung sind Ausführungsbeispiele dieser Schaltung dargestellt, und zwar in Anwendung auf die besondere Maschine, welche in Fig. 360 der Patentschrift 175 377 dargestellt und hier in Fig. 368 wiedergegeben ist; bei dieser Maschine ist die Erregerwicklung mit der Ständerarbeitswicklung P kombiniert. In Fig. 369 ist in Reihe mit dieser Ständerwicklung die Primärwicklung eines Transformators T geschaltet, von dessen Sekundärseite die Erregerwicklung mit der Spannung e gespeist wird. In Fig. 370 ist die Spannung e die Resultierende aus den Sekundärspannungen eines Reihentransformators T und eines Paralleltransformators t; die Primärwicklung des letzteren liegt beispielsweise parallel zum Netz.

Der Erregerkreis kann in allen Fällen durch Widerstände oder durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses der Transformatoren geregelt und durch einen gewöhnlichen Umschalter reversiert werden.

An sich ist die unabhängige Regelung des Erregerfeldes eines Repulsionsmotors für den besonderen Fall, daß die Erregerwick-

lung mit der Arbeitswicklung des Ständers nicht kombiniert ist, bereits bekannt. Es sind aber nicht alle Regelungseinrichtungen gleich vorteilhaft. Die Regelung des Erregerfeldes durch Änderung der Windungszahl der Erregerwicklung ist mit einer Unterbrechung des Hauptstromes verbunden, wenn die Erregerwicklung im Hauptstromkreis liegt. Es muß bei dieser Regelung für die Erregerwicklung eine größere Anzahl von Zuleitungen in das Motorgehäuse eingeführt werden; die einzelnen Abschnitte der Erregerwicklung sind bei gleichem Querschnitte ungleich belastet, während eine verschiedene Bemessung der einzelnen Abschnitte den Aufbau verwickelter macht und die Maschine verteuert. Diese Nachteile vermeidet die oben angegebene Regelung durch Änderung des Transformatorübersetzungsverhältnisses oder durch im Erregerkreis liegende Widerstände, welche noch den weiteren Vorteil hat, daß sie auch dann anwendbar ist, wenn die Erregerwicklung mit der Arbeitswicklung kombiniert ist.

Maschinen mit der beschriebenen Einrichtung können als Motoren und als Stromerzeuger arbeiten, wodurch unter anderem die Möglichkeit der Bremsung gegeben ist.

Patentanspruch:

Einrichtung zur Erregung und Regelung von Einphasen-Kollektormaschinen mit je einer Arbeitswicklung am Ständer und Läufer von ungefähr gleicher Achse, von denen letztere als Kollektorwicklung mit Bürsten ausgebildet ist, und einer mit der Ständerwicklung kombiniert oder von ihr getrennt am Ständer angeordneten Erregerwicklung mit einer gegen die Achse der Arbeitswicklung um eine halbe Polteilung versetzten Achse, wobei eine der Arbeitswicklungen auf sich selbst oder auf Widerstände irgendwelcher Art kurzgeschlossen wird, während der anderen Arbeitswicklung und der Erregerwicklung von außen Arbeits- bzw. Erregerspannung zugeführt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Speisung der Erregerwicklung vom Sekundärkreise eines im Hauptstromkreise eingeschalteten Reihentransformators erfolgt, oder von einer Spannung, welche die Resultierende der Sekundärspannung eines Reihen- und eines Parallel-

transformators ist, wobei in allen Fällen dieser Erregerkreis durch Widerstände oder durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses der Transformatoren geregelt und durch einen gewöhnlichen Umschalter reversiert werden kann.

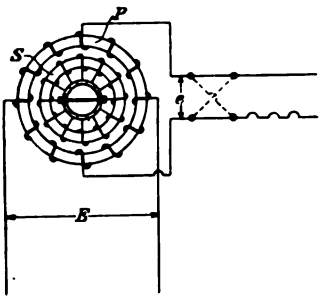


Fig. 368.

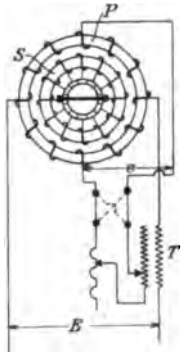


Fig. 369.

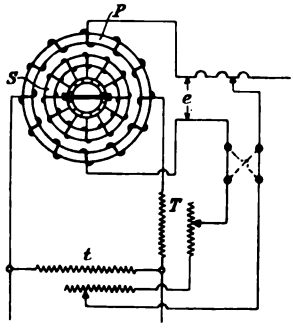


Fig. 370.

Verfahren zur Regelung der Geschwindigkeit von Wechselstrom-Kommutatormaschinen.[1])

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 11. Februar 1903 ab.)

Die bisherigen Verfahren zur Regelung der Geschwindigkeit von Wechselstrom-Kommutatormotoren bestanden darin, daß man die Spannung am Motor veränderte, sei es durch Serienparallelschaltung oder durch Vorschaltung von Widerständen vor den Anker oder Ständer oder durch Anschließung der ganzen Maschine an einen ein- und zweispuligen Transformator mit veränderlicher Sekundärspannung.

Weiter sind auch Tourenänderungen dadurch herbeigeführt worden, daß die Magneterregung beeinflußt wurde. In diesem Falle wurde ähnlich wie bei Gleichstrommotoren das Magnetfeld an höhere Spannungen gelegt, oder es wurden die Vorschaltwiderstände im Erregerkreis verringert, wenn die Tourenzahl erniedrigt werden sollte, und umgekehrt die Spannung am Erregerkreis verringert bzw. die vorgeschalteten Widerstände erhöht, wenn die Tourenzahl vergrößert werden sollte.

[1]) D. R. P. Nr. 216 249, Klasse 21 d, Gruppe 45.

Das im folgenden beschriebene Verfahren bezieht sich auf solche Wechselstrom-Kommutatormaschinen, bei denen Arbeits- und Erregerstromkreis nicht unmittelbar, sondern über einen Serientransformator in Verbindung stehen, dessen Primärwicklung in die Arbeitsströme führenden Leitungen des Ständers oder Läufers eingeschaltet ist.

Die Erfindung besteht darin, daß im Gegensatz zu den bisher bekannten Verfahren das Übersetzungsverhältnis, d. h. das Verhältnis der Sekundärwindungszahl zur Primärwindungszahl des Serientransformators, der die Magneterregung beeinflußt, vergrößert wird, d. h. die Sekundärwindungszahlen vermehrt werden, wenn die Tourenzahl der Maschine erhöht werden soll, und umgekehrt verkleinert wird, wenn die Tourenzahl vermindert werden soll.

Durch die Vergrößerung des Übersetzungsverhältnisses des Serientransformators wird die Gesamtimpedanz des Kreises verringert und die erwähnte Beeinflussung der Tourenzahl erzielt, und zwar bei feststehenden Bürsten. Der Grenzfall, daß am Erregerkreis keine Spannung herrscht, gibt den Stillstand des Motors oder denjenigen Zustand des Generators an, in welchem er an das Netz keine elektrische Arbeit abgibt.

Im folgenden ist das Regelungsverfahren vorzugsweise in der Anwendung auf Einphasenmotoren gezeigt; es ist aber auch bei mehrphasigen Kommutatormaschinen anwendbar. In allen Figuren ist 1 die auf dem Ständer oder Läufer angeordnete Wicklung, in der die wirksame Gegen-EMK. entsteht, 2 ist die Erregerwicklung, welche feststehen oder umlaufen kann, 3 ist ein Serientransformator mit regelbarer Sekundärspannung; statt dessen könnte auch ein in Reihe geschalteter einspuliger Transformator oder ein Induktionsregler für diesen Zweck angewandt werden. 4 ist ein Umschalter, der in Form eines Kontrollers oder eines Relais, das durch einen Hilfsstromkreis bedient wird, ausgeführt sein kann. Die mit der Wicklung 1 gleichachsige, kurzgeschlossene oder an Spannung gelegte Wicklung ist mit 11 bezeichnet.

Wenn nun der Motor stillstehen soll, werden nach Fig. 371 die beiden Enden 5 und 6 der Erregerwicklung bei Null kurzgeschlossen. Der Transformator wirkt dann wie eine Drosselspule, und aus dem

Netz wird nur ein sehr kleiner Strom entnommen. Wird das Ende 6 nacheinander an die Klemmen 7, 8, 9, 10 gelegt, also die sekundäre Windungszahl des Erregertransformators vergrößert, so eilt der Motor bei gleichbleibendem Drehmoment einer immer größer werdenden Geschwindigkeit zu. Der gleiche Zweck könnte auch bei konstanter Sekundärspannung des Transformators in der Weise erreicht werden, daß nach Fig. 372 Widerstände aus dem Erregerkreis ausgeschaltet werden.

Die Anwendung dieses Regelungsverfahrens auf Mehrphasenmotoren ist für einen der Fig. 371 entsprechenden Fall in Fig. 371a dargestellt. Darin stellt 1 die dreiphasige Ständerwicklung dar; der Anker, welcher durch die Bürsten B^1, B^2, B^3 kurzgeschlossen ist, und dem vermittels der Bürsten B^4, B^5, B^6 die Erregerströme zugeführt werden, entspricht gleichzeitig den Wicklungen 2 und 11 in Fig. 371. 3 stellt den dreiphasigen Serientransformator dar, dessen Sekundärteil 10 die Ströme für die Erregung abgibt. Die Zahl der Sekundärwindungen wird wie bei Fig. 371 geändert.

Die beiden in Fig. 371 und 372 dargestellten Anordnungen können auch zur Kurzschlußbremsung verwendet werden, welche Fig. 373 zeigt.

Die Kurzschlußbremsung besteht darin, daß diejenigen Wicklungen, welche die Arbeitsströme führen, und deren einer (in Fig. 371 beispielsweise der Wicklungskreis 1) an die Netz-EMK. angelegt war, nunmehr beide auf sich selbst kurzgeschlossen werden. Dabei geht die beim Bremsen auftretende elektrische Energie in dem Widerstand des Kreises 11 oder 1 verloren. Um nicht die ganze Wärme im Motor zu erzeugen, können die Kreise 1 oder 11 auch über besondere Widerstände geschlossen werden, so daß die Bremsenergie in diesen Widerständen verzehrt wird.

Ein solcher Motor bremst in der angegebenen Schaltung genau wie ein Serienmotor, indem er als selbsterregende Seriendynamo wirkt. Dabei ist es, wie Überlegung und Versuche zeigen, für diese Wirkung ohne Bedeutung, daß die Arbeitswicklungen mit der Erregerwicklung sich nicht in unmittelbarer Serienschaltung, sondern in induzierter Serienschaltung befinden, wie sie durch die Verwendung des Serientransformators 3 gegeben ist.

Die Wicklungen 1 und 11 werden in der Regel nicht für dieselbe Spannung gewickelt sein. Meist wird 1 als die am feststehenden Teil angebracht gedachte Wicklung für eine viel höhere Spannung gewickelt sein als die Wicklung 11, die als umlaufende Wicklung gedacht ist. Will man für gewisse Fälle den Motor mit geringer Spannung betreiben, ohne dessen Leistungsfähigkeit zu verringern, so kann man, wie Fig. 374 zeigt, die Wirkungsweise der Wicklungen 1 und 11 vertauschen. Ganz Ähnliches ist ja auch bei Induktionsmotoren möglich.

Der in Fig. 374 dargestellte Fall zeigt also die Umkehrung des in Fig. 371 dargestellten, wobei von den beiden Arbeitswicklungen 1 und 11 nunmehr die Wicklung 11 vom Netz gespeist wird, während die Wicklung 1 auf sich selbst oder auf Widerstände kurzgeschlossen ist.

Sind mehrere Motoren gleichzeitig zu steuern, so ist es möglich, deren Erregerwicklungen in Reihe oder parallel zu schalten, ebenso ist es einerlei, ob die Arbeitsstromkreise in Reihe oder parallel liegen.

Es ist nicht nötig, daß der Erregerkreis von einem Serientransformator allein bedient wird, es kann auch noch, wie Fig. 375a und 375b zeigt, in den Erregerkreis eine von der Spannung an der Wicklung 1 oder von der Netzspannung abgeleitete Spannung e eingeschaltet werden, ohne daß an den wesentlichen Merkmalen dieses Regelungsverfahrens etwas geändert wird. Auch kann man, wie Fig. 376 zeigt, den Erregerkreis aus einem Serientransformator speisen, der in den Kreis 11 (nach dem Früheren der Niederspannungskreis) eingeschaltet ist.

Fig. 377 zeigt den Fall, wo die Erregung aus zwei Serientransformatoren mit hintereinandergeschalteten Sekundärwicklungen, von denen einer (3) im Kreise der Wicklung 1, der zweite (13) im Kreise der Wicklung 11 liegt, entnommen wird.

Statt, wie in den Fig. 371—377 gezeigt ist, die Spannung am Transformator oder die Vorschaltwiderstände zu ändern, kann man auch in der durch Fig. 378 dargestellten Weise für größere Geschwindigkeiten den Gesamtwiderstand des Erregerkreises durch Parallelschaltung irgendwelcher Widerstände W verkleinern und

für kleinere Geschwindigkeiten diese Widerstände wieder abschalten. Dieses Verfahren ist den bisher bekannten ebenfalls genau entgegengesetzt.

Fig. 379 zeigt den in Fig. 377 dargestellten Fall mit dem Unterschied, daß der Wicklungskreis 11 an eine von der Netzspannung abgeleitete Gegenspannung gelegt ist.

Fig. 379a zeigt eine gleichartige mehrphasige Anordnung; auch hier ist der Anker an eine Netzspannung gelegt, die Wicklung 11 dient gleichzeitig zur Aufnahme der Gegenspannung und zur Erregung des Magnetfeldes. Die an den Anker angelegte Spannung setzt sich aus der im Transformator T erzeugten, der Größe und Phase nach veränderlichen Spannung und aus den in den Sekundärwicklungen 10 der Serientransformatoren entstehenden Spannungen zusammen.

Fig. 380 und 381 zeigen Fälle, wo der Wicklungskreis 1 und 11 miteinander in Reihe geschaltet sind, wobei die Erregung nach Fig. 380 durch eine am Ständer oder Läufer befindliche unabhängige Wicklung, nach Fig. 381 durch die Läuferwicklung selbst bewirkt wird. Fig. 382 zeigt noch die Veränderung der Sekundärspannung durch einen Induktionsregler 15, in welchem Fall ein besonderer Umkehrschalter überflüssig wird, weil durch die Bewegung des drehbaren Teiles des Induktionsreglers die Spannung von Null bis zum positiven Maximum einerseits und dem negativen Maximum andererseits verändert werden kann. Im übrigen stimmt die Anordnung mit Fig. 380 überein.

Fig. 383 zeigt die Verwendung eines einspuligen Transformators für den in Fig. 380 dargestellten Fall an Stelle des in den meisten übrigen Figuren dargestellten Transformators mit zwei Wicklungen. Es ist selbstverständlich, daß in allen dargestellten Fällen zwei- oder einspulige Transformatoren oder solche mit verstellbaren Spulen- oder Eisenindukionsreglern als ganz gleichwertige Mittel gebraucht werden können.

Patentansprüche:

1. Verfahren zur Regelung der Geschwindigkeit von Wechselstrom-Kommutatormaschinen, bei welchen Arbeits- und Erreger-

stromkreis nicht unmittelbar, sondern über einen Serientransformator in Verbindung stehen, dessen Primärwicklung in die Arbeitsströme führenden Leitungen des Ständers oder Läufers eingeschaltet ist, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erhöhung der Tourenzahl die sekundäre Windungszahl (das Übersetzungsverhältnis) des Erregertransformators vergrößert oder der Widerstand des Erregerkreises verkleinert und umgekehrt zur Verminderung der Tourenzahl die sekundäre Windungszahl verkleinert oder der Widerstand vergrößert wird.

2. Anordnung zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß in den Erregerkreis noch Sekundärwicklungen von Transformatoren geschaltet sind, die primär an der Netzspannung oder der an einer der Arbeitswicklungen herrschenden Spannung liegen.

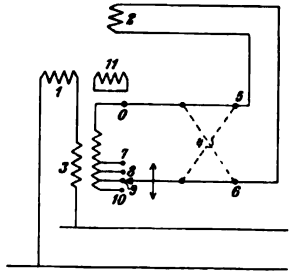


Fig. 371.

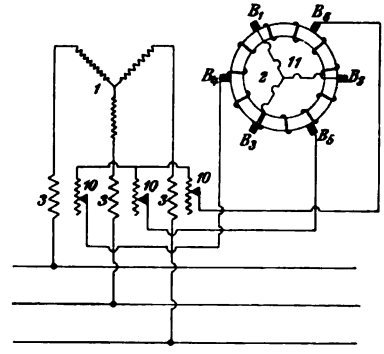


Fig. 371a.

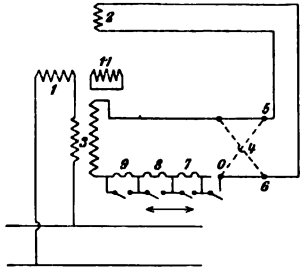


Fig. 372.

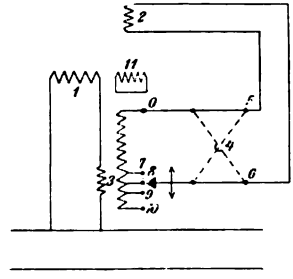


Fig. 373.

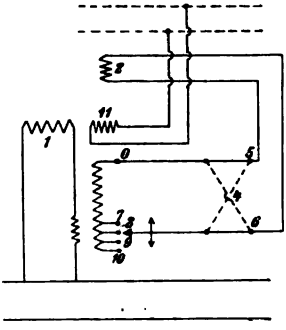


Fig. 374.

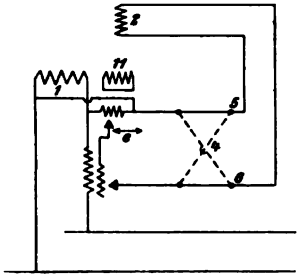


Fig. 375a.

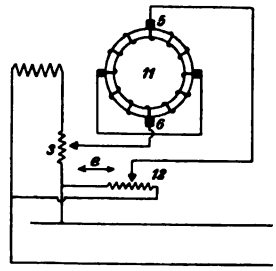


Fig. 375b.

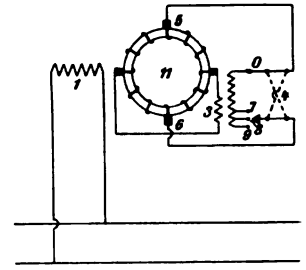


Fig. 376.

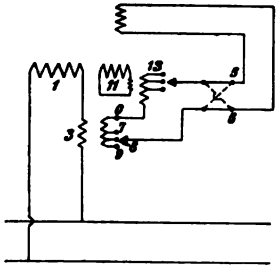


Fig. 377.

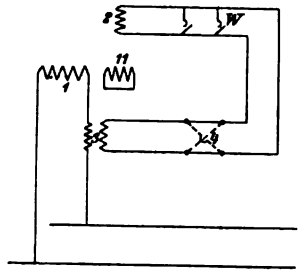


Fig. 378.

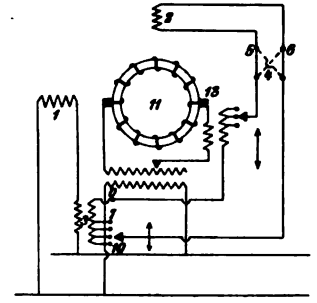


Fig. 379.

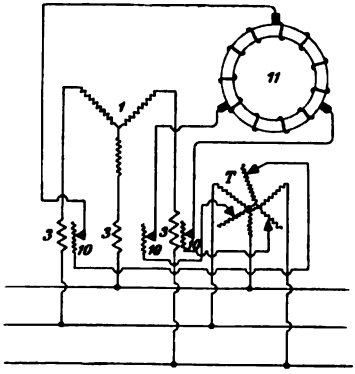


Fig. 379a.

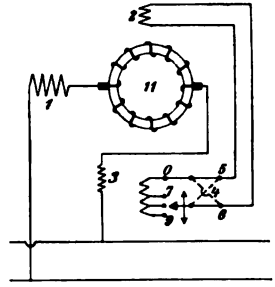


Fig. 380.

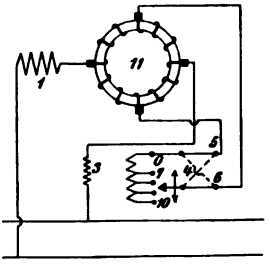


Fig. 381.

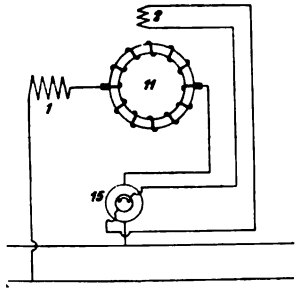


Fig. 382.

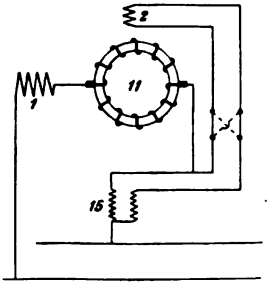


Fig. 383.

Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen.[1])

Zusatz zum Patente 216 249 vom 11. Februar 1903.
(Patentiert im Deutschen Reiche vom 1. Oktober 1907 ab. Längste Dauer: 10. Februar 1918.)

In der Patentschrift 216 249 ist ein Verfahren angegeben, die Geschwindigkeit von Wechselstrom-Kollektormotoren dadurch zu regeln, daß das Übersetzungsverhältnis des Reihentransformators, der die Erregerwicklung speist, geändert wird. Um höhere Geschwindigkeit zu erreichen, wird das Übersetzungsverhältnis des Erregertransformators, d. h. das Verhältnis der sekundären, im Erregerkreis liegenden zur primären, im Arbeitsstromkreis liegenden Windungszahl erhöht.

Gemäß der Erfindung soll für die hohen (übersynchronen) Geschwindigkeiten dieses Übersetzungsverhältnis so weit geändert werden, daß es möglich ist, gleichzeitig die Arbeits- bzw. Motorspannung zu erniedrigen und damit die Magnetfelder der Maschine zu ermäßigen. Hierdurch werden die Eisenverluste verringert. Es kann sich ferner, wenn am Ständer gegenüber den Arbeitsbürsten Kommutierungsspulen angebracht sind, das Feld der letzteren infolge der geringeren Allgemeinsättigung leichter ausbilden. Bei Maschinen, bei welchen ein Teil oder die ganze Arbeits-EMK. dem Ständer zugeführt wird, wird durch deren Verringerung das Querfeld geschwächt, und es kann schon dadurch allein im Übersynchronismus die Kommutierung verbessert werden.

Die Zeichnung veranschaulicht beispielsweise eine Ausführungsform des Verfahrens; s bedeutet die auf dem Ständer oder Läufer angeordnete Arbeitswicklung, mit welcher die Erregerwicklung e, die gleichfalls auf dem Ständer oder Läufer sitzen kann, durch den Reihentransformator t^2 gekuppelt ist. Eine mit der Wicklung s gleichachsige Arbeitswicklung bzw. eine Kompensationswicklung ist in der Zeichnung nicht dargestellt. t^1 ist der Leistungstransformator. g, h, i und k, l sind Schalter zur Regelung der Erreger- und Gesamtspannung bzw. der letzteren allein. Es wird aufeinanderfolgend beispielsweise in folgenden Stufen geschaltet: kg, ki,

[1]) D. R. P. Nr. 220 062, Klasse 21 d, Gruppe 45.

lg, *li*, *lh*. Wie man sieht, wird beim Übergang von der vierten zur fünften Stufe die primäre Windungszahl des Erregertransformators t^2 erniedrigt, also sein Übersetzungsverhältnis erhöht und gleichzeitig die Gesamtspannung am Netztransformator t^1 erniedrigt.

Patentanspruch:

Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen nach Patent 216 249, dadurch gekennzeichnet, daß für hohe Geschwindigkeit das Übersetzungsverhältnis des Reihenerregertransformators so stark erhöht wird, daß gleichzeitig die Arbeits- bzw. Gesamtspannung erniedrigt werden kann.

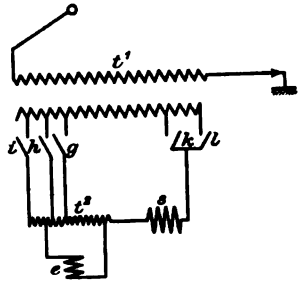


Fig. 384.

Anordnung zur Funkenvermeidung von Wechselstrom-Kollektormaschinen mit Kurzschlußbürsten.[1])

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 24. Januar 1906 ab.)

Bei Wechselstrom-Kollektormaschinen rührt die Funkenbildung bei niederen Geschwindigkeiten hauptsächlich von den Strömen her, welche in den durch die Arbeitsbürsten kurzgeschlossenen Windungen durch die Oszillationen des Magnetfeldes induziert werden. Bei hohen Geschwindigkeiten bereitet aber auch die Kommutierung des Ankerstromes in ähnlicher Weise Schwierigkeiten wie bei Gleichstrommaschinen. Bei letzteren werden zur Schaffung eines geeigneten Kommutierungsfeldes am Ständer Hilfsspulen angeordnet (bei Maschinen mit ausgeprägten Polen

[1]) D. R. P. Nr. 188 818, Klasse 21d, Gruppe 45.

auf besonderen Hilfspolen), welche mit dem Anker in Reihe geschaltet werden. Die gleiche Erregungsart kann für den gleichen Zweck auch bei Wechselstrom-Kollektormaschinen im wesentlichen beibehalten werden, wofern deren Anker nicht kurzgeschlossen ist, z. B. beim gewöhnlichen Reihenschlußmotor; denn es ist dabei das Kommutierungsfeld in Phase mit dem Strom der Hilfsspule, also auch mit dem zu kommutierenden Ankerstrom, wie erforderlich. Bei Wechselstrom-Kollektormaschinen mit Kurzschlußbürsten würde dagegen die Reihenschaltung mit den Arbeitsbürsten des Ankers nicht die richtige Phase des Kommutierungsfeldes liefern; denn in diesem Falle bilden die Hilfsspule und der Kurzschlußstromkreis einen kurzgeschlossenen Transformator und das entstehende Feld hängt von der Ankerstreuung ab und steht der Phase nach ungefähr senkrecht zum Strome der Hilfsspule und des Kurzschlußstromkreises, hat also nicht die richtige Phase.

Um bei diesen Maschinen mit kurzgeschlossenem Anker ein richtiges Feld für die Stromkommutierung zu schaffen, werden die Hilfsspulen gemäß der Erfindung an eine EMK. gelegt, welche dem zu kommutierenden Arbeitsstrom ungefähr um 90° in der Phase voreilt. Eine solche EMK. tritt am Anker in der zur Kurzschlußachse senkrechten Achse (Erregerachse) auf, und es wird daher nach der Erfindung die hier herrschende Spannung bzw. eine ihr ungefähr proportionale Spannung zur Erzeugung des Hilfsfeldes herangezogen.

Der einfachste Fall ist der, daß die Hilfsspulen unmittelbar an Bürsten angelegt werden, welche in der Erregerachse liegen (Fig. 385). In dieser Figur bedeuten s die Ständerwicklung, b die Kurzschlußbürsten, e die Erregerbürsten, welche in irgendeiner bekannten Weise gespeist werden können. Von den Hilfsspulen, welche konzentrisch zum Arbeitswindungssystem am Ständer angeordnet sind und meist nur je einen Zahn umfassen, ist nur eine (h) gezeichnet. Sie liegt parallel zum Anker und wird daher von der Ankerspannung e_a gespeist. Man kann die Hilfsspule an den Anker auch über einen Transformator anlegen. Wenn der Anker durch einen Transformator (Erregertransformator) gespeist

wird, kann man die Hilfsspulen an eine passende Windungszahl dieses Transformators legen.

Will man gleichzeitig auch die bei hohen (übersynchronen) Geschwindigkeiten übermäßige Wirkung des in die Richtung der Arbeitsachse fallenden Querfeldes unterdrücken oder verringern, so kann man die Hilfsspulen durch eine EMK. erregen, welche sich aus einer der Ankerspannung proportionalen Spannung e_a und einer der Ständer- oder Netzspannung proportionalen Spannung e_s zusammensetzt. Diesen Fall zeigt Fig. 386, in welcher t der beispielsweise einspulige Erregertransformator und T ein Transformator für die Gesamtleistung ist. Die Hilfsspule wird von Windungen beider Transformatoren gespeist. Beide Windungszahlen können durch Schalter geregelt werden.

Patentansprüche:

1. Anordnung zur Funkenvermeidung bei Wechselstrom-Kollektormaschinen mit Kurzschlußbürsten, dadurch gekennzeichnet, daß die den Kurzschlußbürsten gegenüberliegenden Hilfsspulen von einer Spannung beeinflußt werden, welche der Ankerspannung in der zur Kurzschlußachse senkrechten Achse (Erregerachse) proportional ist.

2. Erregungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Hilfsspulen außerdem von einer der Ständer- bzw. Netzspannung proportionalen Spannung beeinflußt werden.

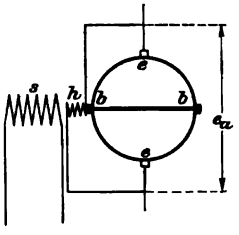


Fig. 385.

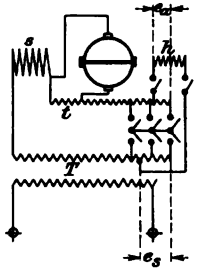


Fig. 386.

Schalteranordnung für Wechselstrom-Kollektormaschinen mit regelbarem Netz- und Erregertransformator.[1])

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 30. Januar 1906 ab.)

Es wurde bereits vorgeschlagen, bei Wechselstrom-Kollektormaschinen sowohl die Gesamtspannung (Netzspannung) als auch die Erregerspannung durch je einen Transformator zu regeln; vgl. Elektrotechn. Zeitschr. 1904, S. 79, Fig. 54 (Fig. 182, S. 248 dieser Sammlung), wo bei beiden Transformatoren die Sekundärwindungszahl verändert wird. Es erweist sich nun als vorteilhaft, gemäß der Erfindung beim Netztransformator wie an der angegebenen Literaturstelle die Sekundärwindungszahl zu regeln, beim Erregertransformator hingegen die Primärwindungszahl, so daß sämtliche Regelungsschalter in dem Stromkreis liegen, welcher aus den Sekundärwindungen des Netztransformators, der Ständerwicklung und den Primärwindungen des Erregertransformators besteht; denn es läßt sich dadurch eine zweifache und darum wirksamere Unterbrechung dieses Stromkreises erzielen.

Bei dem in Fig. 387 dargestellten Ausführungsbeispiel, bei welchem s die Ständerwicklung und a den Anker der Maschine bedeutet, ferner t^1 den beispielsweise zweispuligen Netztransformator und t^2 den beispielsweise einspuligen Erregertransformator, sind am Netztransformator drei schematisch angedeutete Schützen c, d, e und ebenso am Erregertransformator drei Schützen k, l, m vorgesehen. Es lassen sich dadurch im allgemeinen neun verschiedene Regelungsstufen erzielen. Beide Schützenreihen liegen an den untereinander verbundenen Transformatorseiten. Es besteht daher zwischen der Reihe c, d, e und der Reihe k, l, m kein Spannungsunterschied, und es können somit sämtliche Schützen in gedrängter, einfacher Anordnung in ein gemeinschaftliches Gehäuse eingebaut werden, ohne daß die gegenseitige Isolierung Schwierigkeiten bereiten würde. Bei dem in Fig. 388 dargestellten Ausführungsbeispiel mit einspuligem Netztransformator sind die Schützen c, d, e, f für den letzteren auf der mit der Ständerwicklung verbundenen Seite angeordnet, während die Schützen k,

[1]) D. R. P. Nr. 174 504, Klasse 21 c, Gruppe 49.

l, *m* für den Erregertransformator wie im früheren Beispiel in der vom Netztransformator kommenden Leitung geblieben sind. Es wird dadurch eine doppelpolige Abschaltung des Motors erzielt.

Patentanspruch:

Schalteranordnung für Wechselstrom-Kollektormaschinen mit regelbarem Netz- und Erregertransformator, dadurch gekennzeichnet, daß der erstere auf der Sekundärseite und der letztere auf der Primärseite geregelt wird, um eine zweifache Unterbrechung des Ständerstromkreises herbeizuführen, wobei die Schützen so angeordnet werden können, daß sie die Maschine doppelpolig abschalten oder auf den untereinander verbundenen Seiten der beiden Transformatoren, so daß sie in einem gemeinschaftlichen Gehäuse vereinigt werden können.

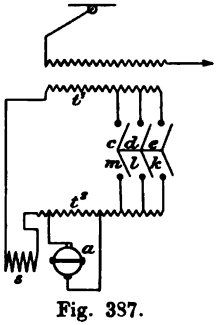


Fig. 387.

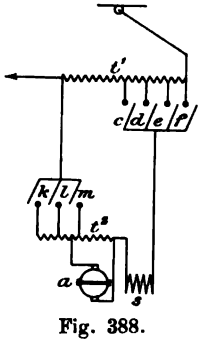


Fig. 388.

Schaltung zur Geschwindigkeitsregelung von Einphasen-Wechselstrommaschinen.[1])

Zusatz zum Patente 175377 vom 16. November 1901.

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 19. Juni 1903 ab.)

Längste Dauer: 15. November 1916.

In den Patentschriften 153 730 und 175 377 sind Motoren beschrieben, welche im wesentlichen drei Wicklungssysteme besitzen, von denen je eines am Ständer und Läufer, das erstere mit festen Zuführungspunkten, das zweite mit Bürsten auf dem Kommutator,

[1]) D. R. P. Nr. 181 286, Klasse 21d, Gruppe 45.

gleichachsig angeordnet ist, während das dritte Wicklungssystem am Ständer oder Läufer getrennt oder mit einer der schon näher bezeichneten Wicklungen vereinigt angeordnet werden kann. Wenn das eine der gleichachsigen Wicklungssysteme auf sich selbst oder auf irgendwelche Widerstände kurzgeschlossen wird, dann kann die Tourenzahl des Motors durch die Veränderung der Spannung an der anderen, die gleiche Achse besitzenden Wicklung, oder aber durch Veränderung des durch die dritte Wicklung erregten Feldes herbeigeführt werden.

Wie früher angegeben worden ist, kann das Magnetfeld durch eine beliebige Stromquelle oder durch einen mit den Strömen in den gleichachsigen Wicklungen in Phase befindlichen Strom oder aber durch die Spannung, an welcher beide oder eine der gleichachsigen Wicklungen liegen, erregt werden.

Es läßt sich nun eine Anordnung treffen, um gleichzeitig die Spannung an der einen der gleichachsigen Wicklungen und den Strom, welcher das Magnetfeld erregt, zu regeln, sofern nämlich eine der gleichachsigen Wicklungen kurzgeschlossen ist und das Magnetfeld durch eine umlaufende Wicklung erregt wird.

Einen solchen Fall stellt Fig. 389 dar, aus welcher ersichtlich ist, daß die gesamte Spannung auf die Wicklung p und die Wicklung m je nach der Geschwindigkeit aufgeteilt wird. In den Figuren ist die Wicklung m mit der Wicklung s vereinigt dargestellt. Es ist gleichzeitig möglich, den Strom in der Wicklung m auch noch dadurch zu regeln, daß die Wicklung m vermittels eines regelbaren Serientransformators t gespeist wird (Fig. 390). Es ist selbstverständlich auch möglich und kann unter Umständen zweckmäßig sein, beim Anlassen in den Kreis irgendeiner der Wicklungen regelbare Widerstände einzuschalten.

Patentansprüche:

1. Schaltung zur Geschwindigkeitsregelung von Einphasen-Wechselstrommaschinen nach Patent 175 377, bei welchen die kurzgeschlossene gleichachsige und die Erregerwicklung auf dem umlaufenden Teil angeordnet sind, dadurch gekennzeichnet, daß die in Reihe geschaltete (gleichachsige) Ständer- und Erreger-

wicklung mit ihren Enden an der Netzspannung liegt, während ihr Verbindungspunkt an verschiedene Stufen eines parallel zum Netz geschalteten ein- oder zweispuligen Transformators gelegt wird, um für zunehmende Geschwindigkeit die Spannung an der Ständerwicklung zu erhöhen und gleichzeitig an der Läuferwicklung zu erniedrigen.

2. Ausführungsform der Regelungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die zwei in Serie geschalteten Wicklungsteile nicht unmittelbar verbunden, sondern vermittels eines regelbaren oder nicht regelbaren Serientrans formators in Reihe geschaltet werden.

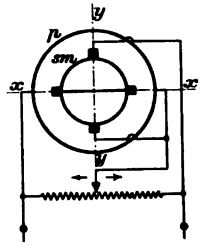


Fig. 389.

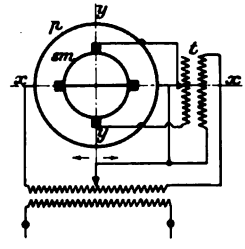


Fig. 390.

Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen. [1])

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 20. Juli 1906 ab.)

Nach dem Patent 179 092 werden Wechselstrom-Kommutatormaschinen mit Kurzschluß- und Erregerbürsten während des Anlaufs dadurch erregt, daß die Erregerströme dem Anker durch die Kurzschlußverbindungen (bzw. eine der Kurzschlußverbindungen) zugeführt und durch einen Teil der Erregerbürsten abgeleitet werden. Nach vorliegender Erfindung wird dann für die Schaltung als Nebenschlußmaschine nicht wie bekannt die Kurzschlußverbindung an einen bestimmten Teilpunkt der Netzspannung gelegt (Fig. 391), vielmehr wird die Anlaß(Reihen-)schaltung unverändert gelassen und die Nebenschlußerregung durch die zwei Erregerbürsten hervorgerufen (Fig. 392). Es überlagern sich auf diese Weise

[1]) D. R. P. Nr. 200 523, Klasse 21 d, Gruppe 45.

im Anker der Arbeitsstrom, der Reihenerregerstrom und der Nebenschlußerregerstrom.

In den Figuren bedeutet s die Ständerwicklung, k die Kurzschlußbürstenverbindung, e die Erregerbürsten, t einen regelbaren Transformator, durch welchen die dem Motor zugeführte Spannung geregelt werden kann. Der Schalter a ist im Anlauf offen und wird später geschlossen. Die Schließung kann auch selbsttätig in Abhängigkeit von der Umlaufszahl des Motors oder durch ein Relais in Abhängigkeit von einer der vorhandenen Spannungen erfolgen.

Patentanspruch:

Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen mit Kurzschluß- und Erregerbürsten, welch letztere im normalen Lauf zur Erregung des Motors in Nebenschlußschaltung dienen, dadurch gekennzeichnet, daß der Anlauf mit Reihenschlußschaltung über den halben Anker erfolgt, während für den normalen Lauf als Nebenschlußmotor der Erregerstrom unter Beibehaltung der für den Anlauf angegebenen Schaltung außerdem zwei senkrecht zur Kurzschlußachse liegenden Bürsten zugeführt wird.

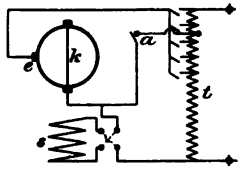


Fig. 391.

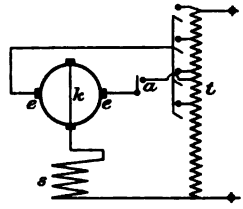


Fig. 392.

Verfahren zum Betriebe von Wechselstrom-Kollektormotoren für Werkzeugmaschinen und ähnliche Antriebe.[1]

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 5. November 1907 ab.)

Bei Werkzeugmaschinen und ähnlichen Antrieben, bei denen Arbeitsperioden mit Leerlaufperioden abwechseln, ist es häufig erwünscht, einerseits für den Hingang (Arbeitsgang), andererseits

[1]) D. R. P. Nr. 207 376, Klasse 21c, Gruppe 53.

für den Rückgang (Leergang) verschiedene Geschwindigkeiten zu besitzen. Eine dieser Geschwindigkeiten, z. B. die sogenannte Arbeitsgeschwindigkeit, soll möglichst unabhängig von der Last sein, die andere Geschwindigkeit, z. B. die sogenannte Leergeschwindigkeit, soll meist größer als die Arbeitsgeschwindigkeit jedenfalls aber abweichend von dieser sein. Auf ein ganz genaues Festhalten der Geschwindigkeit kommt es dabei nicht an. Diesen besonderen Bedingungen kann man bei Gleichstrom z. B. dadurch genügen, daß man eine Regelung des Feldes herbeiführt, bei Drehstrommotoren dadurch, daß man die Polzahl der Maschine wechselt.

Nach der Erfindung wird beim Antriebe durch Wechselstrom-Kollektormotoren die Aufgabe dadurch gelöst, daß die Motoren für die eine Periode (Arbeitsperiode) in Nebenschlußcharakteristik, für die andere Periode (Leerperiode) in Reihenschlußcharakteristik laufen. Wechselstrom-Kollektormotoren können im Gegensatz zu Gleichstrommotoren so gebaut werden, daß ein und derselbe Motor sowohl bei Reihen- wie bei Nebenschluß- bzw. Kompoundschaltung gut funktioniert. Wo dies die Wicklungsverhältnisse nicht unmittelbar gestatten, kann man die Reihen- oder die Nebenschlußschaltung durch einen Transformator vermitteln lassen bzw. bei beiden Schaltungen das Übersetzungsverhältnis des Transformators anders wählen. Die Umschaltung von der Nebenschluß- zur Reihencharakteristik bzw. umgekehrt kann bei den Wechselstrom-Kollektormotoren häufig in sehr einfacher Weise bewirkt werden. Bei dem in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispiel, in welchem *a* die Ständerwicklung eines Motors mit Kurzschlußbürsten *b* und Erregerbürsten *e* und *t* einen Reihenerregertransformator bedeutet, ist nur die Öffnung bzw. Schließung des einpoligen Schalters *s* erforderlich, welcher im geschlossenen Zustande eine Erregerbürste mit einem Punkt der Ständerwicklung verbindet und eine Kompoundschaltung mit Nebenschlußcharakteristik herstellt. Beim Öffnen des Schalters kann die Reihencharakteristik gleichzeitig durch Änderung der dem Motor zugeführten Spannung oder durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses des Erregertransformators oder in irgendeiner anderen Weise geändert und hierdurch insbesondere auch ein Durchgehen des Motors verhindert werden.

Die Umschaltungen können in irgendeiner Weise vom Arbeitsvorgang der Werkzeugmaschine selbst abhängig gemacht werden durch geradlinig bewegte oder rotierende Gleitkontakte oder Anschläge usw.

Es ist zweckmäßig, daß der Stahl an das Werkstück mit keiner größeren Geschwindigkeit herantritt als mit derjenigen, welche der Arbeitsgeschwindigkeit entspricht. Unter Umständen kann es sogar zweckmäßig sein, für den ersten Angriff diese Geschwindigkeit zu vermindern. Dies läßt sich bei der elektrischen Umschaltung sehr leicht dadurch erreichen, daß man die Umschaltung voreilen läßt, so zwar, daß entweder die Arbeitsgeschwindigkeit schon im letzten Teil der Leerperiode auftritt oder aber, daß in diesem letzten Teil der Leerperiode eine geringere Geschwindigkeit herrscht als diejenige, welche der Arbeitsperiode zukommt. Dies ist bereits für Gleichstromnebenschlußmotoren bekannt, welche zum Antriebe von Werkzeugmaschinen dienen und deren Geschwindigkeit beim Übergang von der Arbeits- zur Leerperiode bzw. umgekehrt durch Änderung des Feldwiderstandes geregelt wird, und kann zweckmäßig auch bei der vorstehend beschriebenen Umschaltung von Wechselstrom-Kollektormotoren angewendet werden.

Patentanspruch:

Verfahren zum Betriebe von Wechselstrom-Kollektormotoren für Werkzeugmaschinen und ähnliche Antriebe, bei denen Arbeitsperioden mit Leerlaufperioden abwechseln, dadurch gekennzeichnet, daß für die eigentliche Arbeitsperiode die Maschine in Nebenschlußcharakteristik, für die Leerperiode in Reihenschlußcharakteristik läuft, wobei die Geschwindigkeiten den Erfordernissen beliebig angepaßt werden können.

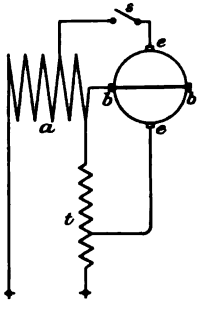


Fig. 393.

Anordnung zur Funkenvermeidung bei Wechselstrom-Kollektormaschinen mit Kurzschlußbürsten.[1])

Zusatz zum Patente 188818 vom 24. Januar 1906.

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 16. November 1906 ab.)
Längste Dauer: 23. Januar 1921.

Gegenstand der vorliegenden Erfindung betrifft eine Abänderung der im Hauptpatent 188 818 angegebenen Schaltung für die den Kurzschlußbürsten gegenüberliegenden Wendespulen.

In der Praxis ist es wichtig, möglichst wenig Kabelausführungen aus dem Motor anordnen zu müssen. Dies kann dadurch erreicht werden, daß man Punkte des Ankers und Ständers selbst zum Anschluß der Wendespulen verwendet. In den Zeichnungen sind die aus dem Ständer herausführenden Kabel durch stark ausgezogene Linien bzw. Linienzüge kenntlich gemacht. Fig. 394 zeigt zunächst eine Anordnung, welche genau der Anordnung nach Fig. 385 des Hauptpatentes bei Verwendung eines Reihenerregertransformators t entspricht. Durch Zusammenlegung des einen Endes der Wendewicklung h mit einem Ende der Ständerwicklung s wird ein Ausführungskabel erspart. Ähnliches gilt von der Anordnung nach Fig. 398, welche der Fig. 386 des Hauptpatentes entspricht und welche ebenso wie diejenige nach Fig. 396 nicht Gegenstand der Erfindung ist.

Man kann jedoch nach der vorliegenden Erfindung die Wendespule bei gewissen Geschwindigkeiten in Reihe mit der Ständerwicklung und bei anderen Geschwindigkeiten parallel zu einem Teil der Ankerspannung legen, ohne die Zahl der Ausführungskabel gegenüber der Anordnung in Fig. 396 zu vermehren, wobei die Reihenschaltung beibehalten werden kann. Man legt z. B. nach Fig. 394 die Wendespule h in Reihe mit der Ständerwicklung s und dem Erregertransformator t. Der Strom tritt durch das Kabel i in die Ständerwicklung s ein, fließt durch diese und die Wendewicklung h, dann durch das Kabel k zum Punkt m des Erregertransformators, an dessen Punkt p die zweite Stromzuführung angeschlossen ist. Wird dann bei bestimmter Geschwindigkeit noch die Verbindung l nach dem Punkt n des Erregertransformators

[1]) D. R. P. Nr. 194 870, Klasse 21d, Gruppe 45.

geschlossen, so erhält die Wendewicklung eine Spannung, welche derjenigen des Ankers proportional ist. Letzterer kann dabei einerseits an einen Punkt *o* des Erregertransformators und andererseits an den Zusammenschlußpunkt der Ständer- und Wendewicklung oder, wie gestrichelt gezeichnet, an den Zusammenschlußpunkt der Wendewicklung mit dem Erregertransformator angeschlossen sein.

Fig. 395 zeigt eine Ausführungsform, bei welcher die Kurzschlußverbindung *b b* des Ankers mit dem Zusammenschlußpunkt der Wicklungen *s* und *h* verbunden wird. Diese Schaltung ist auch dann möglich, wenn der Erregertransformator entfällt; sie setzt eine derartige Bemessung der Wendewicklung voraus, daß letztere mit der halben Ankerspannung gespeist werden kann.

Fig. 397 zeigt ein Ausführungsbeispiel, bei welchem die Wendewicklung einerseits an den Erregertransformator, andererseits an einen mittleren Punkt *q* der Ständerwicklung angeschlossen ist. Im Anlauf bei geöffneter Verbindung *l* liegt die Wendewicklung in Reihe mit dem größeren Teil der Ständerwicklung und dem Erregertransformator, während bei entsprechender Geschwindigkeit die Verbindung *l* geschlossen wird und dadurch die Spule *h* an eine Spannung gelegt wird, welche sich aus einer der Ständerspannung proportionalen und einer der Ankerspannung proportionalen Spannung zusammensetzt.

Patentanspruch:

Anordnung zur Funkenvermeidung bei Wechselstrom-Kommutatormaschinen mit Kurzschlußbürsten nach Patent 188 818, dadurch gekennzeichnet, daß die Wendewicklung mit einem Punkt der Ständerwicklung und einem Punkt des Erregertransformators bzw. Ankers so verbunden ist, daß sie für gewisse Geschwindigkeitsstufen mit der Ständerwicklung in Reihe geschaltet ist und durch eine weitere Verbindung zwischen einem Punkt der Ständerwicklung und einem Punkt des Erregertransformators bzw. des Ankers (z. B. mit einer Kurzschlußbürste) für gewisse Geschwindigkeiten ohne Aufhebung der Reihenschaltung zum Erregertransformator bzw. zum Anker

parallel geschaltet werden kann, wobei außerdem der Vorteil einer geringen Zahl der aus dem Ständer herauszuführenden Kabel erreicht werden kann.

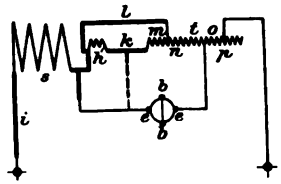


Fig. 394.

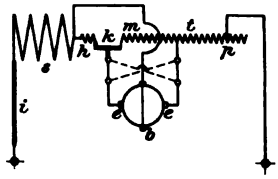


Fig. 395.

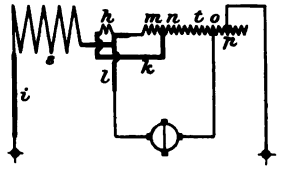


Fig. 396.

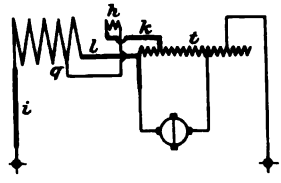


Fig. 397.

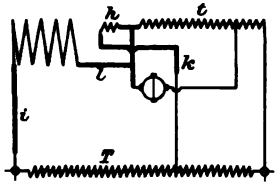


Fig. 398.

Verfahren zur Regelung von Wechselstrommaschinen.[1])

Zusatz zum Patente 153730 vom 16. November 1901.

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 30. November 1902 ab.)

Längste Dauer: 15. November 1916.

In dem Hauptpatent ist ein Verfahren angegeben, um in wirtschaftlicher Weise die Tourenzahl von Ein- und Mehrphasen-Wechselstrommotoren mit Gleichstromanker zu regeln. In der Praxis ist es in den meisten Fällen notwendig, gleichzeitig mit der Spannungsänderung eine Änderung der Phase zu bewirken. Zu diesem Zweck eignen sich die im folgenden dargestellten An-

[1]) D. R. P. Nr. 180 112, Klasse 21d, Gruppe 44.

ordnungen, welche im wesentlichen die Zusammenschaltung von der Größe und der Phase nach veränderlichen Sekundärwicklungsteilen von primär in verschiedenen Phasen liegenden Transformatoren bezwecken.

Wohl sind schon Anordnungen bekannt, bei welchen Sekundärwicklungen, die in Reihe geschaltet sind, Spannungen verschiedener Phase enthalten, z. B. sind nach der Patentschrift 110 051 diese Spannungen (Windungszahl), die zusammengeschaltet werden, der Größe nach unveränderlich. Auch nach der Patentschrift 111 175 wirken solche Wicklungen verschiedener Phase zusammen, jedoch ist deren Windungszahl unveränderlich. Nach der Patentschrift 75 361 sind zwar die zusammengeschalteten Teile von veränderlicher Windungszahl, aber von unveränderlicher Phase; in keiner der gegebenen Anordnungen ist die gleichzeitige Veränderung der resultierenden Spannung und Phase bezweckt oder erreicht.

Schaltet man Transformatorspulen, die so induziert werden, daß in ihnen Spannungen von verschiedener Phase entstehen, zusammen, so bekommt man je nach der Phase und Größe der einzelnen Spannungen eine der Größe und Phase nach veränderliche resultierende Spannung. Dabei ist es einerlei, ob diese Spulen Teile eines zweispuligen Transformators oder aber Teile eines sogenannten Autotransformators sind. Dieses Verfahren ist in den Fig. 399, 400 und 401 z. B. für ein Dreiphasensystem gezeichnet. Die Spannung zwischen den drei Leitungen l_1, l_2, l_3 ist beispielsweise gegeben. Die Wicklungsteile $w_I' = a_1\, e_1$, $w_I'' = a_2\, e_2$, $w_I''' = a_3\, e_3$ bilden das primäre System. Zu diesen Spannungen werden die Spannungen des dreiphasigen Spulensystems $w_{II}' = \alpha_1\, \varepsilon_1$, $w_{II}'' = \alpha_2\, \varepsilon_2$, $w_{II}''' = \alpha_3\, \varepsilon_3$ addiert und geben je nach der Phase (Fig. 400) bzw. Größe (Fig. 401) bzw. Phase und Größe der in der zweiten Wicklung induzierten Spannungen eine verschiedene resultierende Spannung (siehe die Linienzüge m_1, m_2, m_3, n_1, n_2, n_3). Hierdurch wird gleichzeitig eine Veränderung der Größe und der Phase der Spannungen und dadurch an den Motoren nach dem Hauptpatent gleichzeitig eine Tourenregelung und Phasenkompensierung erzielt.

Dieses Verfahren ist sowohl in solchen Fällen anwendbar, wenn nur eine einzige Phase an den Kollektor gelegt wird, als in den

Fällen, wo eine zwei-, drei- oder vierphasige Spannung durch entsprechend gestellte Bürsten an den Kollektor gelegt wird.

Von Wichtigkeit sind besonders auch jene Anordnungen, bei welchen sich die resultierende Spannung aus einer großen Reihe von Phasenspannungen zusammensetzt; dies ist der Fall bei denjenigen Wicklungen, die man als sogenannte aufgeschnittene Gleichstromwicklungen bezeichnet. Solche Wicklungen sind schon aus der Literatur seit langem bekannt und werden in der Praxis vielfach angewendet. Eine der Anwendungen behandelt die Patentschrift 122 369, in welcher die Entnahme von zweierlei Dreiphasenspannungen aus einer aufgeschnittenen Gleichstromwicklung verwendet wird.

In einer solchen Wicklung kommen tatsächlich ebensoviele Phasen vor, als Wicklungselemente vorhanden sind. Schneidet man eine solche Wicklung beispielsweise an drei Punkten auf, wie dies die Fig. 402, 402a und 402b darstellen, und verkettet dieselben bei den Punkten *1*, *3* und *5*, so ist das Potential an dieser Wicklung durch die Fig. 402a dargestellt. Diese so aneinandergereihten Transformatorspulen können entweder die Sekundärkreise eines Drehstromtransformators bilden, dessen Feld sich ähnlich schließt wie dasjenige eines Drehstrominduktionsmotors, ohne daß der Luftspalt notwendig wäre, oder aber es kann das Wicklungssystem einen Teil eines Autotransformators bilden. Zwischen den Punkten $m_{,}$, $m_{,,}$, $m_{,,,}$ kann man nun eine dreiphasige Spannung abnehmen, wobei die Richtung der einzelnen Phasen durch die Richtung der Dreieckseiten gegeben erscheint. Bei der Verringerung der Spannung beispielsweise auf die Hälfte, indem man zwischen den Punkten $n_{,}$, $n_{,,}$, $n_{,,,}$ die gewünschte Spannung abnimmt, wird gleichzeitig die Phase geändert, wie das durch die Winkel zwischen den Seiten ($m_{,}$, $m_{,,}$ und $n_{,}$, $n_{,,}$) beispielsweise gekennzeichnet ist.

In Fig. 402b wird die der Größe und Phase nach veränderliche Spannung mittels der Kontaktstücke a_I, a_{II}, a_{III} und der Schalthebel s_I, s_{II}, s_{III} abgenommen.

Es ist ohne weiteres einzusehen, wie mit zunehmender Verminderung der Spannung eine immer weiter gehende Veränderung der Phasen verbunden ist.

Verkettet man die Wicklungen nicht in den Punkten *1*, *3* und *5* direkt, sondern beispielsweise in der in Fig. 403 angegebenen Weise, so erhält man mit abnehmender Phasenspannung ebenfalls eine Änderung der Phase, jedoch nach einem anderen Gesetz als früher. Dasselbe zeigen die Fig. 404, 404a und 404b für zweiphasige bzw. vierphasige Systeme.

Man kann natürlich die Regelung gleichzeitig durch Änderung der eingeschalteten Wicklungsteile und durch Änderung des Verkettungspunktes herbeiführen.

Patentansprüche:

1. Eine Ausführungsform des Verfahrens zur Regelung von Wechselstrommaschinen nach Patent 153 730, dadurch gekennzeichnet, daß die dem Ständer oder Läufer oder beiden zugeführten Spannungen je durch Zusammenschaltung von mindestens zwei verschiedenen Phasen angehörigen, der Größe oder Phase oder Größe und Phase nach veränderlichen Teilen von Transformatoren- oder Autotransformatorenwicklungen erzeugt werden, so daß durch die Veränderung der Größe oder Phase oder Größe und Phase der zusammengeschalteten Teile gleichzeitig die Größe und Phase der dem Apparat entnommenen Spannungen verändert werden, zum Zwecke, eine gleichzeitige Touren- und Phasenregelung zu erreichen.

2. Eine besondere Ausführungsform nach Anspruch 1, darin bestehend, daß die zusammengeschalteten Wicklungsteile einer Gleichstromwicklung (unendlichphasige) angehören, wobei die Verkettung der Phasen zwecks Regelung ebenfalls verändert werden kann.

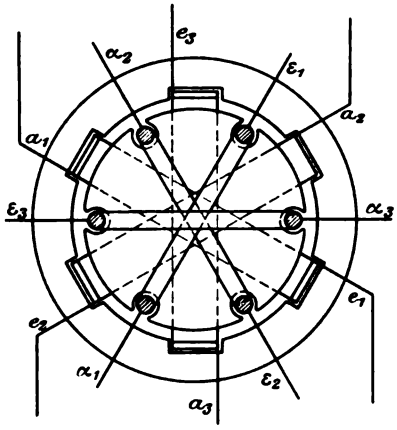


Fig. 399.

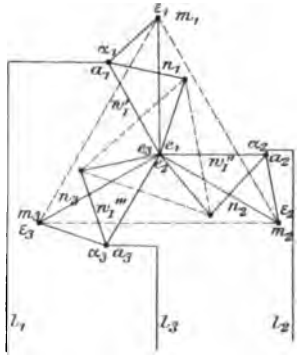


Fig. 400.

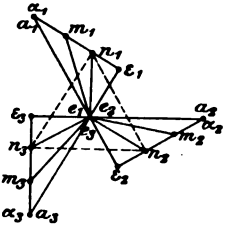


Fig. 401.

Fig. 402.

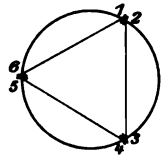


Fig. 402a.

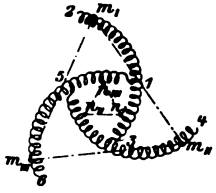


Fig. 403.

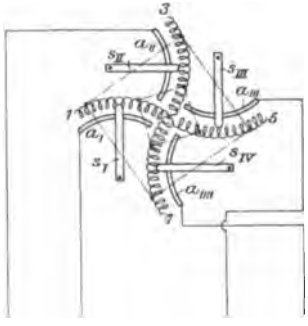


Fig. 404.

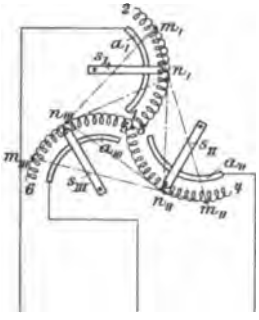


Fig. 402b.

Fig. 404a.

Fig. 404b.

Mehrphasige Wechselstrommaschine mit Gleichstromanker, deren Ständer als Autotransformator zur Speisung des Läufers dient, und Verfahren zur Regelung derselben. [1])

Zusatz zum Patente 153730 vom 16. November 1901.

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 20. Juni 1909 ab.)
Längste Dauer: 15. November 1916.

In der Patentschrift 153 730 ist ein Verfahren zur Regelung mehrphasiger Wechselstrommaschinen mit Gleichstromanker angegeben, gemäß welchem durch passende Einstellung der Differenz der dem Ständer und dem Läufer zugeführten Spannungen beliebige Geschwindigkeiten hervorgerufen werden können. Es ist dort frei gelassen, woher die dem Läufer zugeführte Spannung genommen wird und als einfachste Lösung angegeben, daß diese Spannung durch einen außen liegenden Transformator oder Autotransformator gewonnen wird. Vgl. Fig. 405, in welcher S den beispielsweise dreiphasigen Ständer und r den beispielsweise sechsphasigen Läufer bezeichnet, der vom Transformator t gespeist wird; es ist hierbei nur ein Läuferstromkreis vollständig dargestellt, die beiden anderen können leicht ergänzt werden. Es ist jedoch auch möglich, wie Fig. 406 zeigt, den Ständer selbst als spannungsteilenden Transformator auszubilden, wenn man erstens die Wicklung entsprechend bemißt und anordnet und zweitens, namentlich für über- und untersynchronen Betrieb, ihre einzelnen Phasen über den Verkettungspunkt hinaus verlängert.

Daß dies möglich ist, ist nicht ohne weiteres einzusehen gewesen. Die Schaltung als Autotransformator bedingt, daß sich die Amperewindungen aufheben. Andererseits sind aber die Ständer-Amperewindungen gleichzeitig die Kompensation für die Läufer-Amperewindungen. Die Maschine nach vorliegender Erfindung ist nun gleichzeitig ein kompensiertes System und ein Autotransformator.

In den Fig. 405 und 406 ist die Stromverteilung eingetragen. Es ist z. B. der Fall angenommen, daß die Windungszahlen so gewählt seien, daß der Läufer stillstände, wenn ihm die gleiche Spannung wie dem Ständer aufgedrückt würde, und daß die Maschine mit einer Geschwindigkeit laufen soll, die 40% der synchronen Ge-

[1]) D. R. P. Nr. 223 145, Klasse 21 d, Gruppe 45.

schwindigkeit beträgt. Es müssen dann dem Anker 60% der Stillstandsspannung bzw. der Ständerspannung aufgedrückt werden. Entspricht dem Drehmoment, das die Maschine auszuüben hat, der Strom J, so würde dann, roh gerechnet, vom Netz nur ein Strom $0{,}4\,J$ zu liefern sein. Im Anker würde ein Strom J fließen und in 60% der Ständerwicklung der Strom $1{,}4\,J$ fließen. Im ganzen also würden die Ständer-Amperewindungen ausmachen:

$$0{,}4\,J \cdot 0{,}4\,N + 1{,}4\,J \cdot 0{,}6\,N = J\,N.$$

Die Läufer-Amperewindungen wären genau gleich groß und entgegengesetzt, und dies würde sich auch in jedem anderen Falle ergeben.

Diese Amperewindungen sollen gemäß der Erfindung so verteilt werden, daß im Ständer die gewünschte Feldform entsteht. Legte man z. B. die stark belasteten Amperewindungen alle in die mittleren Spulen der Ständerphasen und die schwach belasteten alle nach außen, so würde man eine andere Verteilung bekommen, als wenn man das umgekehrt täte. Man wird die Amperewindungen stets so verteilen, wie es mit Rücksicht auf die Eisenbelastung und Kommutierung am zweckmäßigsten erscheint. Die Verteilung der Ständer-Amperewindungen wird am zweckmäßigsten, wenn in jeder Nut Windungen untergebracht sind, welche in den verschiedenen, der betreffenden Phase angehörenden Wicklungsabschnitten liegen. Die Querschnitte für die Windungen sollen so festgesetzt werden, daß keine Windung zu wenig oder zu stark belastet ist.

Es sollen ferner gemäß der Erfindung die Windungen I, II, III (Fig. 408) über ihren Nullpunkt hinaus verlängert werden (Fig. 408). Wenn an den Läufer die Spannung o gelegt wird, dann wird die Maschine synchron laufen. Geht man dann mit den Anschlußpunkten für den Läufer über den Nullpunkt hinaus an die Verlängerungen I', II', III', so bekommt man übersynchronen Betrieb. Auch der Querschnitt der Verlängerungen ist passend zu wählen.

Fig. 407 zeigt den Fall einer sechsphasigen Schaltung für den Läufer, bei welcher die Verlängerungen I', II', III' der Ständerphasen im unter- und übersynchronen Betrieb verwendet werden können. Die sechsphasige Schaltung ergibt die beste Ausnutzung des Läufers. Wenn im Schema das Sechseck, welches die Anschluß-

punkte für die Bürsten verbindet, immer kleiner wird, schließlich in einen Punkt zusammenschrumpft und dann, indem die beiden Endpunkte jedes Durchmessers ihre Stellung tauschen, wieder größer wird, so kann der ganze Tourenbereich unter- und oberhalb des Synchronismus bestrichen werden. Man muß nur für entsprechend ausgeführte Verlängerungen der Wicklung sorgen, wobei man dann unter Umständen die Wicklung auch über die an das Netz angeschlossenen Punkte hinaus verlängern müßte.

In den Fig. 408 und 407 ist auch noch angedeutet, daß man für die Bürstenanschlüsse nicht stets ein regelmäßiges Drei- oder Sechseck wählen muß, sondern daß man auch die dazwischen liegenden Drei- oder Sechsecke verwenden kann, d. h. daß man an den einzelnen Läuferphasen statt gleiche Spannungen auch etwas voneinander abweichende Spannungen zuführen kann. Insbesondere kann man, statt jeweilig alle Spannungen gleichzeitig zu ändern, die einzelnen Bürstenspannungen abwechselnd, z. B. in zyklischer Reihenfolge ändern. Man kann z. B. der Reihe nach die Bürstenanschlüsse an I, II, III, I', II', III', I usw. ändern und erhält dadurch einen sanfteren Übergang und eine größere Anzahl von Stufen, als der Zahl der Ständeranzapfungen pro Phase entspricht.

Das beschriebene Verfahren kann auch noch mit bekannten anderen Verfahren vereinigt werden. Man kann beispielsweise die Stufen an der Ständerwicklung verhältnismäßig grob machen und die feinere Abstufung dadurch erzielen, daß man zwischen zwei Stufen durch einen kleinen spannungsteilenden Transformator Zwischenstufen einstellt. Man kann auch die Zwischenstufen durch Verschiebung der Bürsten einstellen.

Die Phasenkompensation kann entweder durch entsprechende Einschaltung von Spulen in die Ständerwicklung oder auch durch besondere Transformatoren erreicht werden, deren Spannungen den vom Ständer abgenommenen hinzugefügt werden derart, daß sich die Läuferspannungen aus zwei verschiedenphasigen Komponenten zusammensetzen.

Patentansprüche:

1. Mehrphasige Wechselstrommaschine mit Gleichstromanker nach Patent 153 730, deren Ständer als Autotransformator zur

Speisung des Läufers dient, gekennzeichnet durch die Verwendung einer der Stromverteilung entsprechend aus Windungen verschiedenen Querschnittes bestehenden und mit passenden Anzapfungen versehenen Ständerwicklung zur Einstellung der dem Läufer aufgedrückten Spannung, die so verteilt ist, daß die Amperewindungsverteilung gleichmäßig und bei Benutzung der einzelnen Ständeranzapfungen identisch mit der Verteilung ohne Ständeranzapfungen bleibt.

2. Maschine nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Ständerphasen über den Verkettungspunkt bzw. über die Anfangspunkte hinaus verlängert sind, wobei auch diese Verlängerungen der Stromverteilung entsprechende Querschnitte und Anzapfungen besitzen.

3. Verfahren zur Regelung der Maschine nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die den einzelnen Bürsten aufgedrückten Spannungen abwechselnd in zyklischer oder anderer Reihenfolge geändert werden.

4. Verfahren zur Regelung der Maschine nach Anspruch 1, 2 oder nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß nur wenige grobe Regelungsstufen mit Hilfe der unterteilten Ständerwicklung hergestellt und die Unterteilung jedes Intervalls in eine Reihe feiner Stufen mit Hilfe von Bürstenverschiebung, kleinen Spannungsteilern oder Potentialreglern bewirkt wird.

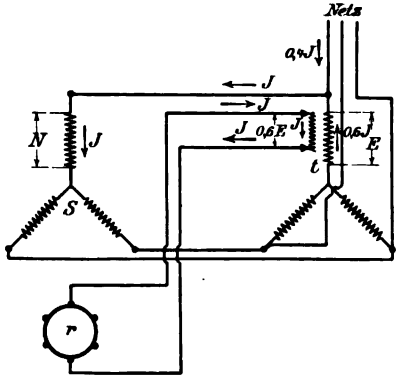


Fig. 405.

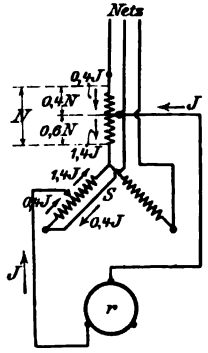


Fig. 406.

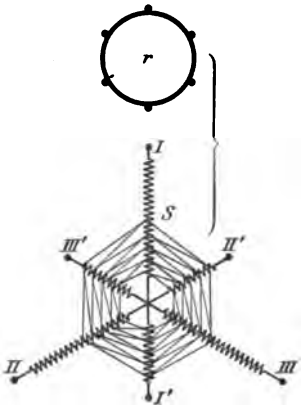


Fig. 407.

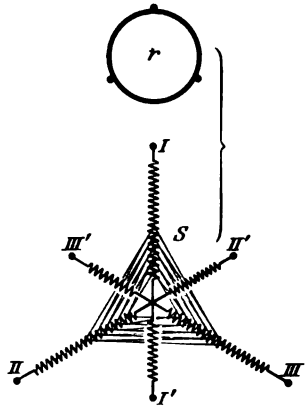


Fig. 408.

Schaltung für die Kompensation von Mehrphasen-Kommutatormaschinen, deren Geschwindigkeit durch Anlegen regelbarer Spannung an den Läufer geregelt wird[1]).

(Patentiert im Deutschen Reiche vom 17. November 1909 ab.)

Es ist bekannt, Mehrphasen-Kommutatormaschinen, deren Drehzahl durch Anlegen von Spannungen an die Läuferbürsten geregelt wird, dadurch zu kompensieren, daß in den Stromkreis jeder Ankerphase außer der mit der Rotationsspannung in Phase liegenden Arbeitsspannung eine Spannung eingeschaltet wird, deren Phase um 90° gegenüber dieser Arbeitsspannung verschoben ist. Diese Spannung wird gewöhnlich durch Serienschaltung von Wicklungsteilen erhalten, die auf verschiedenen Phasen des Regelungstransformators liegen.

Gemäß der Erfindung werden besondere Transformatorwicklungen für die Kompensation vermieden, es werden vielmehr bei Sternschaltung des Regelungstransformators die Enden der Phasenwicklungen nicht unmittelbar zum Sternpunkt verbunden, sondern es wird in zyklischer Reihenfolge ein Ende jeder Phase mit einem mittleren Punkte der nächstfolgenden Phase verbunden, welcher dem analogen Ende näher liegt, so daß gewissermaßen der Stern-

[1]) D. R. P. Nr. 221 761, Klasse 21 d, Gruppe 44.

punkt des Systems zu einem Spannungspolygon erweitert wird. Fig. 409 zeigt diese Schaltung beispielsweise für Dreiphasenmaschinen. An die Enden L_1, L_2, L_3 der einzelnen Phasen des Regelungstransformators t sind die Ständerwicklungen s der Maschine und das Netz angeschlossen. Die Punkte A_1, A_2, A_3 der Wicklungen des Regelungstransformators sind in zyklischer Folge mit je einem Ende der nächstfolgenden Wicklung verkettet, so daß zwischen A_1 und A_2, A_2 und A_3, A_3 und A_1 je gleiche, um 120° zeitlich verschobene Spannungen liegen. Diese sind mit L_1, A_1 bzw. L_2, A_2 bzw. L_3, A_3 und A_3, A_1 in Phase.

In Fig. 410 ist das Spannungsdiagramm für diese Anordnung dargestellt. $L_1 L_2$, $L_2 L_3$, $L_3 L_1$ sind die Spannungen zwischen den drei Netzleitungen. O ist der Nullpunkt des Systems. $O L_1$, $O L_2$, $O L_3$ sind also die Richtungen, welche an der parallel zum Transformator liegenden Maschine die Ständerspannung und bei neutraler Bürstenstellung auch die im Läufer a induzierten Spannungen haben. Bei Anschluß der Bürsten b_1, b_2, b_3 an die ungefähr in der Mitte der Wicklungsabschnitte $A_1 A_2$, $A_2 A_3$ und $A_3 A_1$ liegenden Punkte C_1, C_2, C_3 (Fig. 409) wirken die Spannungen $O C_1, O C_2, O C_3$ (Fig. 410) als Kompensationsspannungen. Legt man die Bürsten an B_1, B_2, B_3, so hat die dem Anker pro Phase (unverkettet) aufgedrückte Spannung die Größe und Richtung von $O B_1$ bzw. $O B_2$ und $O B_3$. Zerlegt man $O B_1$ in zwei Komponenten parallel und senkrecht zu $O L_1$, so erhält man $O D_1$ als mit der Ständerspannung phasengleiche Regelungsspannung, $D_1 B_1$ als Kompensationsspannung. $D_1 B_1$ nimmt mit zunehmender Annäherung an L_1 ab. Man erhält also gleichzeitig mit der Geschwindigkeitsregelung eine geringe Änderung der Kompensationsspannung. Wenn es erwünscht ist, die Kompensationsspannung mit zunehmender Tourenzahl abnehmen zu lassen, wird man also den Bereich $L_1 C_1$ für Übersynchronismus, die Verlängerung über C_1 oder gar über A_2 hinaus für Untersynchronismus verwenden. Letzteres setzt voraus, daß für die Verkettung der Phasen je zwei mittlere Punkte der Transformatorwicklungen benutzt werden.

Die beschriebene Anordnung läßt sich auch in der Weise anwenden, daß der Transformator eine an das Netz angeschlossene

Primärwicklung besitzt, während die beschriebene Wicklung als Sekundärwicklung dient und ohne Anschluß an das Netz nur mit dem Ständer verbunden ist. Ferner läßt sie sich auch bei Maschinen anwenden, bei denen der Regelungstransformator durch die Ständerwicklung ersetzt ist.

Fig. 411 zeigt ein dreiphasiges Ausführungsbeispiel für diesen Fall und Fig. 412 das dazugehörige Spannungsdiagramm. Die Ständerspannungen und somit auch die im Läufer induzierten Spannungen haben hierbei die durch $S_1 C_1$, $S_2 C_2$, $S_3 C_3$ gegebenen Phasen, die dem Läufer aufgedrückten Spannungen haben bei Anschluß an B_1, B_2, B_3 die Phasen $O B_1$, $O B_2$, $O B_3$. $O B_1$ ist hier in die Komponenten $O C_1$ und $C_1 B_1$ zu zerlegen. Die Kompensationsspannung ist also für alle Geschwindigkeitsstufen konstant. Diese Figur zeigt auch für die Ständerwicklung die oben erwähnten Verlängerungen über die Verkettungspunkte hinaus, indem die Verkettung an mittleren Punkten A_1, A_2, A_3 und A_1', A_2', A'_3 erfolgt.

Reversiert man die Maschine dadurch, daß man zwei Phasen des Netzes vertauscht, so ist die Kompensation von falscher Richtung. Bei der üblichen Schaltung mit getrennten Kompensationsspulen muß man dann die Kompensationsspule jeder Phase umschalten. Bei der Schaltung nach der vorliegenden Erfindung ergibt sich diese Umschaltung in einfacherer Weise dadurch, daß die zyklische Verkettung der Wicklungsabschnitte zum Polygon im umgekehrten Drehsinn vorgenommen wird (Fig. 413). Diese Schaltung ist ebenso in gleicher Weise bei Benutzung eines besonderen Regelungstransformators als auch bei Maschinen mit Ständeranzapfungen ausführbar.

Die angegebenen Schaltungen sind nicht nur für drei Phasen, sondern auch für höhere Phasenzahlen zu verwenden.

Patentansprüche:

1. Schaltung für die Kompensation von Mehrphasen-Kommutatormaschinen, deren Geschwindigkeit durch Anlegen regelbarer Spannung an den Läufer geregelt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenwicklungen des Regelungstransformators

bzw. der als solcher dienenden Ständerwicklung in zyklischer Reihenfolge je an einem (sonst als Sternpunkt dienenden) Ende und an einem mittleren Punkt der nächsten Phase, welcher dem analogen Ende näher liegt, oder an je zwei mittleren Punkten miteinander verkettet sind, so daß der Sternpunkt zu einem Polygon erweitert ist.

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der zwischen dem Anschlußpunkt des Netzes bzw. Ständers und dem nächsten Verkettungspunkt liegende Abschnitt jeder Phase des Transformators und die anliegende Hälfte des zwischen den Verkettungspunkten liegenden Abschnittes für Übersynchronismus, deren andere Hälfte und die Verlängerung über die Verkettungspunkte hinaus für Untersynchronismus verwendet wird, um ein Abnehmen der Kompensationsspannung mit zunehmender Tourenzahl zu erzielen.

3. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß bei Umkehr der Drehrichtung der Maschine die zyklische Verkettung der Phasen im umgekehrten Sinne erfolgt, um nach beiden Richtungen richtige Kompensation zu erzielen.

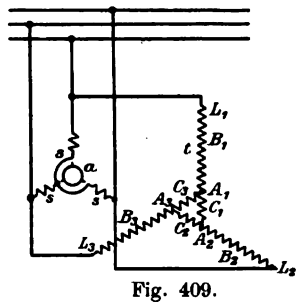


Fig. 409.

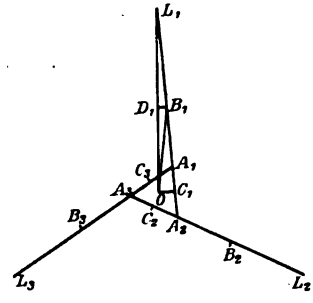


Fig. 410.

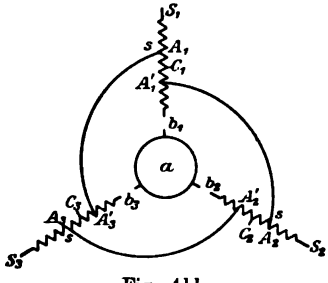


Fig. 411.

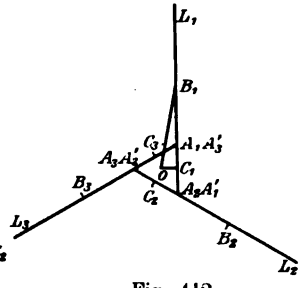


Fig. 412.

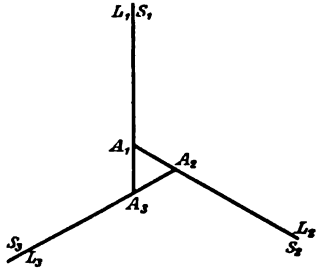


Fig. 413.

XI.

Verzeichnis der Winter-Eichberg-Patente.[1])

Darunter sind alle die Patente verstanden, die sich auf die Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen beziehen und für die Winter und ich durch die Patente aus den Jahren 1901—1903 die Grundlage geschaffen haben. Anch die späteren bis 1906 sind zum größten Teil in gemeinsamer Aussprache mit Winter entstanden.

Durch seinen im Jahre 1907 erfolgten Tod ist mir nicht nur ein guter Freund, sondern auch ein treuer Mitarbeiter dahingegangen.

Gegenstand	Pat.-Nr.	Anmelde-(Prioritäts-)datum[2])
Verfahren zur Regelung von Wechselstrommaschinen mit Gleichstromankern .	153 730	15. 11. 1901
Verfahren zur Regelung von Wechselstrommaschinen. Zusatz zum Patent Nr. 153 730	180 112	29. 11. 1902
Verfahren zur Umkehrung der Drehrichtung von Repulsionsmotoren	192 874	19. 12. 1902
Regelung von Einphasenwechselstrommaschinen. Zusatz zum Patent Nr. 153730	175 377	14. 1. 1903 (15. 11. 1901)
Regelungssystem für Wechselstrommaschinen	216 249	10. 2. 1903
Anordnung zur Bremsung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen	155 899	25. 4. 1903
Neuerungen an Wechselstrommaschinen .	199 553	13. 5. 1903 (14. 1. 1903)
Anordnung zur Regelung der Geschwindigkeit von Wechselstrom-Kollektormotoren. Zusatz zum Patent Nr. 175 377 .	193 140	18. 5. 1903 (10. 2. 1903)
Schaltung zur Geschwindigkeitsregelung von Einphasen-Wechselstrommaschinen. Zusatz zum Patent Nr. 175 377	181 286	18. 6. 1903
Anordnung der Ankerstromkreise mehrpoliger ein- oder mehrphasiger Wechselstrom-Kollektormaschinen	155 900	30. 6. 1903

[1]) Die Patente sind vertraglich in den Besitz der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft übergegangen.

[2]) In den Fällen, in denen das Anmeldedatum mit dem Prioritätsdatum nicht übereinstimmt, ist das Prioritätsdatum in Klammern angegeben.

Gegenstand	Pat.-Nr.	Anmelde-(Prioritäts-)datum
Verfahren zur Bremsung von Repulsionsmotoren mit zweiteiliger Ständerwicklung	159 058	17. 11. 1903
Verfahren zur Regelung von Einphasen-Kollektormotoren, deren Läuferbürsten mehrachsig über Widerstände oder teilweise kurz geschlossen sind	190 665	23. 12. 1903
Einphasen-Wechselstrom-Kommutatormaschine	173 623	12. 3. 1904
Einphasen-Kommutatormaschine	194 170	20. 5. 1904 (15. 11. 1901)
Anordnung zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen	178 866	12. 7. 1904
Umschaltung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen für Gleichstrombetrieb	173 624	4. 7. 1904
Einrichtung zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen	166 996	15. 7. 1904
Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kollektormotoren mittels Reihenparallelschaltung	180 716	22. 7. 1904
Reihenparallelschaltung für abwechselnd mit Wechsel- und Gleichstrom zu betreibende Kollektormotoren	182 654	7. 11. 1904
Einrichtung zur Erregung und Regelung von Einphasen-Kollektormaschinen . . .	206 444	4. 3. 1905 (14. 1. 1903)
Wechselstrommaschine, deren Magnetfeld durch den einachsig über Bürsten kurzgeschlossenen Läufer erregt wird . .	187 939	30. 6. 1905
Einrichtung zum Anlassen kompensierter Wechselstrom-Kollektormotoren . . .	187 940	12. 8. 1905
Verfahren zur Regelung von Einphasen-Kollektormaschinen	179 550	25. 9. 1905
Anordnung zur Funkenvermeidung bei Wechselstrom-Kollektormaschinen mit Kurzschlußbürsten	188 818	23. 1. 1906
Einphasen-Kollektormaschinen, deren Manetfeld durch den Anker erregt wird .	193 291	29. 1. 1906
Schalteranordnung für Wechselstrom-Kollektormaschinen mit regelbarem Netze und Erregertransformator	174 504	29. 1. 1906
Wechselstrom-Kollektormaschine. Zusatz zum Patent Nr. 153 730	186 463	9. 2. 1906
Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen mit Kurzschluß und Erregerbürsten	179 092	25. 5. 1906
Schalteranordnung für Wechselstrom-Kollektormaschinen mit regelbarem Netze und Erregertransformator. Zusatz zum Patent 174 504[1])	190 182	8. 6. 1906
Anordnung zur Unterdrückung der Funkenbildung bei Wechselstrom-Kollektormaschinen mit zwei Arbeitswicklungen, von denen eine kurzgeschlossen ist .	194 036	13. 7. 1906

Gegenstand	Pat.-Nr.	Anmelde-(Prioritäts-)datum
Anlaßschaltung für Reihen-Kurzschlußmotoren mit Ankererregung, die als Nebenschlußmotoren weiterlaufen sollen . .	200 523	19. 7. 1906
Wechselstrom-Kommutatormaschine mit Querfeld und Wendespulen	197 722	20. 9. 1906
Selbsttätige Schaltvorrichtung für Wechselstrom-Kommutatormaschinen[1]) . . .	190 183	1. 10. 1906 (8. 6. 1906)
Wechselstrom-Kollektor-Kompoundmaschine	211 518	24. 10. 1906
Wechselstrom-Kollektor-Nebenschlußmaschine. Zusatz zum Patent Nr. 211518	215 658	1. 11. 1906
Anordnung zur Funkenvermeidung bei Wechselstrom-Kollektormaschinen mit Kurzschlußbürsten. Zusatz zum Patent Nr. 188 818	194 870	15. 11. 1906
Wicklungsanordnung für die Umschaltung kompensierter Einphasen-Kollektormotoren für Gleichstrombetrieb	195 005	29. 5. 1907
Verfahren zum Betriebe von Wechselstrom-Kollektormotoren für Werkzeugmaschinen und ähnliche Antriebe	207 376	4. 11. 1907
Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen. Zusatz zum Patent Nr. 216 249	220 062	30. 9. 1907
Verfahren zur Erregung und Regelung von ausschließlich oder zum Teil durch den Anker erregten Wechselstrom-Kommutatormaschinen. Zusatz zum Patent Nr. 153 730	224 483	24. 1. 1908
Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen mit Läufererregung. Zusatz zum Patent Nr. 153 730	207 950	2. 5. 1908
Verfahren zum Betriebe von Wechselstrom-Kommutatormaschinen mit zwei Arbeits- und zwei Erregerwicklungen .	207 708	6. 5. 1908
Anordnung der Wendespulen bei Maschinen mit gleichmäßig oder annähernd gleichmäßig verteiltem Feldeisen und Sehnenwicklung auf dem Läufer	221 250	12. 11. 1908
Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kollektormotoren mit je einer Arbeitswicklung am Ständer und Läufer und Wendespulen	224 847	1. 5. 1909
Anlaßvorrichtung für Wechselstrom-Kollektormaschinen	219 845	3. 5. 1909

[1]) Dieses Patent ist unter der Mitwirkung der Herren Janisch und Gerhardt, Oberingenieure der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft entstanden.

Gegenstand	Pat.-Nr.	Anmelde-(Prioritäts-)datum
Überkompensierter Wechselstrom-Kollektor-nebenschlußmotor mit Ankererregung	235 131	19. 5. 1909
Mehrphasige Wechselstrommaschinen mit Gleichstromankern, deren Ständer als Autotransformator des Läufers dient, und Verfahren zur Regelung derselben. Zusatz zum Patent Nr. 153 730 . .	223 145	19. 6. 1909
Schaltung für die Kompensation von Mehrphasen-Kommutatormaschinen, deren Geschwindigkeit durch Anlegen regelbarer Spannung an den Läufer geregelt wird	221 761	16. 11.1909
Verfahren zur Regelung von Wechselstrom-Kommutatormaschinen. Zusatz zum Patent Nr. 153 730	237 439	3. 2. 1910 (11. 1. 1908)
Schaltung für die Kompensation von Mehrphasen-Kommutatormaschinen, deren Geschwindigkeit durch Anlegen dem Ständer entnommener, regelbarer Spannung an den Läufer geregelt wird[1])	246 065	27. 5. 1910
Verfahren und Einrichtung zum Betrieb von Wechselstrom-Kommutatormotoren. .	233 388	24. 6. 1910
Wechselstrom-Kollektormotor mit Arbeitsspannung am Läufer und Ständer und mit Ständererregung	250 347	25. 1. 1911
Wechselstromkollektormotor mit Arbeitsspannung am Anker und Ständer .	257 487	22. 7. 1911

Verzeichnis der Patente auf anderen Gebieten.[2])

Gegenstand	Pat.-Nr.	Anmelde-(Prioritäts-)datum
Verteilung von Wechselstrom in einem verzweigten Netze, in welchem einer der Zweige Belastungsschwankungen ausgesetzt ist	177 676	5. 9. 1905
Einrichtung zur Kompoundierung des Spannungsabfalles von Wechselstromerzeugern	193 040	5. 9. 1905
Einrichtung zur selbsttätigen Spannungsregelung in Wechselstromkreisen mittels einer Wechselstrom-Kollektormaschine[3]).	183 635	23. 9. 1906

[1]) Dieses Patent ist unter der Mitwirkung des Herrn Ingenieur Hildebrand der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft entstanden.

[2]) Die Patente sind vertraglich in den Besitz der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft übergegangen.

[3]) Dieses Patent ist unter der Mitwirkung von Herrn Dr. Lionel Fleischmann der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft entstanden.

Gegenstand	Pat.-Nr.	Anmelde-(Prioritäts-)datum
Anordnung zur Verminderung des Spannungsabfalles in der Rückleitung von Wechselstrombahnen mittels Hilfsspeiseleitungen und Reihentransformatoren mit einem Übersetzungsverhältnis gleich oder nahezu gleich 1[1]) . .	179 519	4. 5. 1906
Stufentransformator	191 096	19. 7. 1906
Einrichtung zum Kühlen von Kollektoren elektrischer Maschinen	203 722	15. 10. 1907
Schalteinrichtung für elektrisch betriebene Fahrzeuge mit zwei oder mehr Motoren	201 446	7. 2. 1908
Stufentransformator. Zusatz zum Patent Nr. 191 096	218 197	17. 7. 1908
Einrichtung zum Schutz gegen Überlastung bei Wechselstromerzeugeranlagen mit einem oder mit mehreren parallel arbeitenden kompoundierten Generatoren	209 831	3. 8. 1908
Steuerung der Schütze mit Gleichstrom angetriebener Fahrzeuge, insbesondere für hohe Fahrdrahtspannung	232 359	16. 12. 1909
Einrichtung zur Steueruug von Wechselstrom-Kollektormotoren, insbesondere für Bahnen, bei welchen die Verteilung der Arbeitsspannung auf Läufer und Ständer regelbar ist	254 289	27. 1. 1911
Einrichtung für die gemeinsame Steuerung zweier elektrisch betriebener Fahrzeuge mit getrennten, nicht zwangsweise gesteuerten Reglern	248 778	22. 7. 1911

[1]) Dieses Patent ist unter der Mitwirkung von Herrn Oberingenieur Ernst Cronbach der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft entstanden.

XII.

Historische Bemerkungen über die Entwicklung des Einphasensystems.

Schon 1899 beschäftigte mich der Gedanke, welche außerordentlichen Vorteile dem elektrischen Bahnwesen erwachsen würden, wenn es gelänge, dem Wechselstrommotor die Regulierbarkeit und die übrigen charakteristischen Eigenschaften des Gleichstrombahnmotors zu geben.

Durch die jahrelange Zusammenarbeit mit Déri in Wien war ich mit den guten und schlechten Eigenschaften des Serien- und des Repulsionsmotors vertraut geworden.

Als ich nach meiner Rückkehr von einer amerikanischen Studienreise im Spätherbst 1899 nach Europa zurückkehrte und in meiner beruflichen Stellung bei der Österreichischen Union Elektrizitäts-Gesellschaft Wien unter Herrn Gabriel Winter arbeitete, ergab sich bald ein lebhafter Gedankenaustausch über dieses Problem. Herr Winter vertrat die Ansicht, den Einphasen-Kommutatormotor dadurch zum funkenlosen Lauf bringen zu können, daß man in ihm ein Drehfeld erzeugte, ähnlich demjenigen des Drehfeld Kommutatormotors, wie ihn Görges in der Elektrotechn. Zeitschr. 1891 S. 699 beschrieben hatte, während ich die Abtötung der schädlichen EMK. durch ein Kompensationsfeld richtiger Phase erreichen wollte. Daß beides auf dasselbe hinauslief, war uns fürs erste nicht klar, und doch fühlten wir, daß wir auf der Spur einer großen und durchgreifenden Erfindung waren. In einem gegenseitigen Abkommen vom 25. März 1900, ergänzt durch ein solches vom 4. November 1900, legten wir unsere teilweise noch unklaren Ideen nieder.

Erst um die Jahreswende 1900/01 kamen wir zu dem Gedanken, das für die gute Kommutierung erforderliche Querfeld regelbar zu machen, d. h. in dem Motor nicht ein Drehfeld, sondern ein elliptisches Feld zu erzeugen und die durch Herabsetzung der Ständerarbeitsspannung verringerte Arbeitsleistung des Motors dadurch zu heben, daß auch dem Anker Arbeitsspannung zugeführt wird. Die Bedeutung dieses Schrittes kann nur der verstehen, der das Chaos der damaligen Literatur der Kommutatormotoren kennt, und der sich der Mühe unterzieht, alle jene Arbeiten vor dieser Zeit nachzulesen, die mit dem verzweifelten Ausspruch: „Der Wechselstrom-Kommutatormotor feuert!" über das Gebiet hinwegeilten. Winter und ich beschäftigten uns bis zum Frühjahr 1901 ausschließlich mit dem Einphasenmotor. Erst später ist uns der Gedanke gekommen, den Einphasenmotor zu vervielfachen und dadurch einen Mehrphasen-Kommutatormotor mit verbesserter Regelung zu schaffen.

Während im Hochsommer 1901 unsere Ideen ziemlich abgeschlossen waren, bot sich bei dem Versuch, eine Patentschrift abzufassen, eine solche Fülle von Stoff, daß wir — unerfahren in der Abfassung von Patentschriften — durch mehrere Monate hindurch all unsere freie Zeit der Beschreibung und Abfassung der Patentschrift widmen mußten. Das am 15. November 1901 dem Patentamt überreichte Schriftstück ist zum nachmaligen D. R. P. Nr. 153 730 geworden. Einzelne Teile daraus mußten im Laufe des Verfahrens ausgeschieden werden; so erschienen Bruchstücke davon in den Patenten Nr. 175 377 und 194 170.

Bald nach dem Einreichen des ersten Patentes wurde bei der damaligen Österreichischen Union Elektrizitäts-Gesellschaft ein Motor gebaut, der als Ein- oder Zweiphasenmotor betrieben werden konnte. Und einige Monate später entschloß sich auch die Berliner Union Elektrizitäts-Gesellschaft zum Bau eines Motors nach den Angaben von Winter und mir.

Die Versuche an dem Motor der Österreichischen Union Elektrizitäs-Gesellschaft fielen in eine Zeit, in der ich durch andere geschäftliche Arbeiten abgehalten war, die Prüfungen selbst vorzunehmen und dabei die Maschine so zu fragen, daß sie eine klare

Antwort geben konnte. Die Ergebnisse der Versuche waren daher sehr unvollkommene.

Ich ging dann Ende Oktober 1902 zur damaligen Union Elektrizitäts-Gesellschaft nach Berlin, wo mir durch Herrn Ph. Pforr die Frage vorgelegt wurde, ob ich es für möglich hielte, einen brauchbaren Einphasen-Bahnmotor zu bauen. Das preußische Eisenbahnministerium wäre zu dem Resultat gekommen, daß, wenn überhaupt zur Elektrifizierung von Vollbahnen geschritten werden sollte, dann nur der direkte Betrieb mit hochgespanntem Wechselstrom Aussicht auf Erfolg habe; die mehrphasigen Ströme seien im Hinblick auf die Oberleitung zu verwerfen. Es entstand also die Frage, ob es möglich sei, einen brauchbaren Einphasen-Bahnmotor für hohe Spannungen zu bauen. Diese Forderung begegnete Winters und meinen Wünschen, unsere Ideen in die Praxis umzusetzen.

Der Versuchsmotor, den die Union Elektrizitäts-Gesellschaft nach Winters und meinen Angaben im Jahre 1902 gebaut hatte, und den sie — offenbar beeinflußt durch den Heylandschen kompensierten Mehrphasen-Induktionsmotor — hauptsächlich für Mehrphasenstrom untersucht hatte, wurde, da er zweiphasig war, in einen mit Einphasenstrom betreibbaren Motor verwandelt und Versuche in allen möglichen Schaltungen durchgeführt. Schon im Dezember 1902 wurde die Schaltung Fig. 414, die Latour uns nachher streitig machen wollte, gründlich durchgeprüft. In der ersten Januarhälfte 1903 konnte ich auf Grund dieser Versuche einen vollständigen Entwurf eines 100 pferdigen Bahnmotors ausarbeiten. Es war kein Zweifel mehr, der Motor ließ sich mit einem zulässigen Gewicht in einem zulässigen Raume unterbringen.

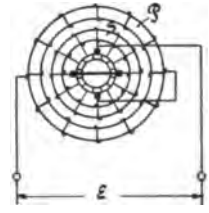


Fig. 414.

Der damalige Regierungsrat im Eisenbahnministerium, Herr Wittfeld, war durch die entstandene Möglichkeit, seine Forderungen erfüllt zu sehen, sehr befriedigt, und eine Eingabe der Union Elektrizitäts-Gesellschaft an den Herrn Staatsminister v. Budde, die dahin ging, einen Probebetrieb mit Einphasenstrom von 6000 Volt und 25 Perioden auf der Strecke Nieder-

Schöneweide—Spindlersfeld zu genehmigen, fand eine sehr schnelle Zustimmung des Ministeriums.

Für die Wahl der Spannung und der Periodenzahl waren die folgenden Überlegungen maßgebend: Die Drehstrombahnen arbeiteten mit Spannungen von 2000—3000 Volt. Die Verdopplung der Spannung sollte zeigen, um wie vieles sicherer die Zuleitung bei Einphasenstrom selbst auf den ersten Hieb ausgeführt werden konnte. Es erschien auch wünschenswert, den Motor direkt mit der hohen Spannung zu betreiben, und 6000 Volt war eine Spannung, für die man die Ständerwicklungen noch ausführen konnte. Für die Wahl der Periodenzahl war entscheidend, daß für große Kraftübertragungen 25 Perioden schon üblich waren.

In dem Zeitraum vom Januar bis August 1903 — also in 7 Monaten — wurde die ganze Ausrüstung mit 2 Motoren von je 100 PS bei 6000 Volt und 25 Perioden mit einer reinen Wechselstromsteuerung zur gleichzeitigen Betätigung aller Wagen von einem Führerstande aus (der sog. Schützensteuerung mit unmittelbarer Betätigung durch Wechselstrom) entworfen, gebaut und montiert. Am frühen Morgen des 14. August 1903 fuhr der erste Probewagen mehrere Male von Nieder-Schöneweide nach Spindlersfeld und zurück. Dieser Wagen war das erste Fahrzeug in Europa, das mit Einphasenwechselstrom betrieben wurde.

Die erste Spindlersfelder Ausrüstung war gebaut zur unmittelbaren Verwendung des hochgespannten Wechselstromes von 6000 Volt und 25 Perioden. Die Regelung ging ausschließlich im Erregerkreise vor sich. Fig. 279 auf Seite 351 gibt das grundsätzliche Schaltungsschema des ersten Versuchswagens wieder. Darnach waren nur 5 Niederspannungsschützen und 1 Fahrtwender im Erregerkreise vorgesehen. In dieser Schaltung lief der Wagen einige Zeit. Später wurden die Unterbrechungsstellen im Niederspannungskreise verdoppelt, ohne daß an dem grundlegenden Schema Änderungen vorgenommen wurden. Die Schwierigkeiten, die sich beim Probebetrieb herausstellten, waren keineswegs solcher Art, daß sie zu Zweifeln an der vollkommenen, praktischen Durchführbarkeit des Einphasenbetriebes Anlaß gaben. Zunächst traten Anstände an den Bürstenhaltern auf. Ihre Konstruktion

war den bewährten Ausführungen eines Gleichstrommotors ungefähr gleicher Leistung nachgebildet worden. Die ausgeführte Bürstenbreite war aber nur 5 mm und sämtliche der damals bekannten und zur Verwendung gelangenden Kohlensorten platzten. Auch die Bürstenfinger zeigten deutlich Überanstrengung durch zu hohe Temperaturen. Durch tägliche, genaue Beobachtungen im Betriebe und durch fortdauernd angestellte Versuche wurde schließlich eine Bürstenhalterkonstruktion geschaffen, die nachmals — sowohl was die Befestigung der Halter an den geerdeten Teilen, als was die Konstruktion der Bürstenfinger und Bürstenkontakte betrifft — nicht nur für die Wechselstrommotoren, sondern auch für Gleichstrommaschinen vorbildlich wurden. Die Hauptschwierigkeit war aber damit nicht beseitigt; die 5 mm breite Bürste war zu schwach, um den mechanischen Beanspruchungen standzuhalten. Es mußte also daran gedacht werden, auf eine Bürstenbreite von mindestens 9—10 mm überzugehen.

Die Grenze bildete die an der Bürste bei stillstehendem Motor auftretende Spannung. Um die Spannung bei Anlauf herunterzudrücken, wurden in den Hochspannungskreis 2 Drosselspulen eingeschaltet, deren Sekundärwicklung im Anlauf schrittweise kurzgeschlossen wurde. Gleichzeitig wurde das Übersetzungsverhältnis des Erregertransformators so geändert, daß das Feld im Anlauf geschwächt wurde. Durch diese Veränderung bzw. Hinzufügung war mit 9 mm breiten Bürsten, die maximal 3 Segmente des Kommutators berührten, ein praktischer Betrieb gut durchführbar.

Im Verlaufe des Probebetriebes hat die Kommutierung Schwierigkeiten nicht mehr verursacht, hingegen zeigten sich eine Reihe anderer Erscheinungen, insbesondere im Anker. Durch die erhöhte Bürstenzahl ergab sich eine erhöhte Kohlenstaubbildung im Motor, und es wurde notwendig, die Ankerwicklungen gegen die Einwirkungen des Kohlenstaubes zu schützen. Ein solcher Schutz war aber nur wirksam möglich, wenn die Wicklungen nach innen und außen abgeschlossen wurden; und eine Folge hiervon war wieder, daß die Erwärmungsverhältnisse viel ungünstiger wurden, als sie von vornherein vorgesehen waren. Nach den im Jahre 1903

ausgeführten, grundlegenden Untersuchungen im Prüffeld überzeugte ich mich, daß die Verteilung der Verluste im Wechselstrommotor grundsätzlich verschieden von der im Gleichstrommotor war. Die für den Gleichstrommotor gültigen Beziehungen der Dauer- zu Stundenleistungen waren auf den Wechselstrommotor nicht übertragbar. Um eine hohe Dauerleistung zu erzielen, mußte eine künstliche Ventilation des Ankers durchgebildet werden, die dann nicht nur für Wechselstrom-Kommutatormotoren allgemein angewendet wurde, sondern nach einigen Jahren auch in der amerikanischen und europäischen Gleichstrommotorenpraxis zur Geltung kam.

Die Wicklungen der Statoren, obwohl für Hochspannung bestimmt, machten an sich durchaus keine Schwierigkeiten. Defekte und damit zusammenhängende Reparaturen kamen nur im Zusammenhang mit Ankerdefekten vor, die in vereinzelten Fällen eine rein mechanische Verletzung der Hochspannungswicklung zur Folge hatten. Bei der Ausführung dieser Reparaturen kam mir sehr bald die Gewißheit, daß dazu mehr Sorgfalt und Sauberkeit erforderlich sei, als von einer Eisenbahnreparaturwerkstätte verlangt werden konnte. Die Notwendigkeit, die Ständerspannung zu regulieren, die durch die Verbreiterung der Bürsten verursacht war, führte mich dann zu einer grundsätzlichen Veränderung der Schaltung. Sie war charakterisiert durch eine Transformation des gesamten von der Zuleitung kommenden, hochgespannten Stromes, durch eine Regelung der dem Motor zugeführten Spannung und eine Regelung der Erregung. Diese Schaltung wurde dann dem sog. Hamburger Probewagen zugrunde gelegt (siehe Dietl, El. Kr. u. B. 1905, H. 34).

Für die Spindlersfelder Strecke wurde schon nach kurzem Probebetrieb ein zweiter Motorwagen eingestellt. Einige Zwischenwagen wurden mit Steuer- und Lichtleitungen ausgerüstet, und mit dem so entstandenen Versuchszug wurde die Einphasenzugsteuerung praktisch durchgeführt. Es zeigte sich bald, daß der von mir vorgeschlagene Weg, mit einphasigem Hilfsstrom Magnete zu betätigen, so mißtrauisch er auch mit Rücksicht auf die älteren Erfahrungen mit einphasigen Magneten aufgenommen wurde,

richtig und praktisch vollkommen war. Der Betrieb mit den einzelnen Wagen und mit dem Versuchszug erlitt am 24. November, dem Tage, an dem ich im Elektrotechnischen Verein in Berlin über das neue Motorsystem Mitteilung machen wollte, eine Unterbrechung. Durch Versagen der Bremse des ersten Versuchswagens fand bei der Einfahrt nach Spindlersfeld ein Aufeinanderfahren der beiden Wagen statt, bei dem die Wagenenden $3^1/_2$ m ineinander fuhren. Der fahrende Wagen hatte dabei in seinem vorderen Teil die Hochspannungskammer. Die Tatsache, daß nicht nur die Motoren und Transformatoren, sondern auch die Hochspannungsapparate unversehrt blieben, und daß außer einem vorübergehenden Kurzschluß störende Feuererscheinungen nicht auftraten, ergab eine große Zuversicht in die Verwendung hochgespannten Stromes als Bahnstrom. Nach einiger Zeit waren die Wagen wieder instand gesetzt und der Probebetrieb wickelte sich so gut ab, daß es gewagt werden konnte, einen regelmäßigen Zugverkehr zwischen Nieder-Schöneweide und Spindlersfeld einzuführen.

Die guten Ergebnisse der Versuchslinie veranlaßten die Preußische Staats-Eisenbahnverwaltung, für die Hamburger Stadt- und Vorortbahn das Einphasensystem mit 6000 Volt und 25 Perioden zur Anwendung zu bringen. Der Bau eines Modelltriebwagens für diese Linie wurde 1905 in Angriff genommen. Er wurde auf der Spindlersfelder Strecke einem eingehenden, scharfen Dauerbetriebe nach einem Fahrdiagramm, wie es für Hamburg nötig war, unterzogen. Und da ich schon beim Bau des Probewagens alle früheren Erfahrungen der Versuchsstrecke benutzen konnte, so zeitigten die Versuche nur wenige Veränderungen. Ich konnte ohne schwere Belastung meines Gewissens als Ingenieur den Bau von 50 Triebwagen nach den schweren Bedingungen der Preußischen Eisenbahnverwaltung empfehlen und glücklich zu Ende führen. Die Wagen selbst sind wiederholt beschrieben worden. (Siehe: Wechmann, Freund und Cronbach, „Der elektrische Betrieb auf der Stadt- und Vorortbahn Blankenese—Ohlsdorf der Königlichen Preußischen Eisenbahnverwaltung". Zeitschr. f. Elektrotechnik 1909, Heft 41, 42, 44, 45, 48, 50, 52. v. Glinski. „Die Stadt- und

Vorortbahn Blankenese — Ohlsdorf" „Z. Ver. deutsch. Ing. 1908, Nr. 40, 41, 42.

Die Einführung des Einphasenbetriebes auf der Hamburger Stadt- und Vorortbahn hat bekanntlich mit einem großen Erfolge geendigt, wenn auch in der ersten Betriebszeit Störungen der Strecke und der Zentrale vorgekommen sind. Auch am Triebwagen ergaben sich im Laufe der ersten Betriebszeit einige Verbesserungen; es gereicht mir aber zur besonderen Genugtuung, daß es sich nur um Kleinigkeiten gehandelt hat, und daß die Einphasen-Triebwagen den geordneten Betrieb nie gefährdet haben. Als einige Zeit später die Erweiterung der Anlage in Frage kam, wurden anstatt der ursprünglichen Anordnung von 3 Motoren zu 115 PS 2 Motoren zu 180 PS im Wagen vorgesehen und eine Reihe anderer Einzelheiten vervollkommnet und vereinfacht. (Dietl, „Die neuen A. E. G.-Wagen für die Stadt- und Vorortbahn Blankenese—Ohlsdorf". El. Kr. u. B. 1909, Heft 31.) Im großen und ganzen blieb es aber bei den konstruktiven Grundlagen der ersten Anordnung. Auch die späteren Ausrüstungen habe ich in allen Einzelheiten durchgearbeitet und dabei stets die im Betriebe gewonnenen Erfahrungen in das Konstruktionsbureau übertragen.

Die Durchführung dieser Aufgaben oblag mir als Ingenieur der Union Elektrizitäts-Gesellschaft und ihrer Nachfolgerin der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft. An die treue Mitarbeit der ausgezeichneten Ingenieure dieser Gesellschaft, insbesondere aber der Herren Dietl, Cronbach, Janisch und Modrow werde ich stets mit großem Dank zurückdenken.

Parallel mit dem Bau der Hamburger Stadt- und Vorortbahn wickelte sich die Elektrisierung der Vorortlinien der London—Brighton und South—Coast Ry ab. Dort war das Einphasenprojekt gegen eine internationale Konkurrenz von deutschen, ungarischen, englischen und amerikanischen Firmen, die zum größten Teil Gleich- oder Wechselstrom, vereinzelt auch Drehstrom vorschlugen, durchgegangen.

Während so das Motorwagenproblem in ein sicheres Fahrwasser gekommen war, entstand die Frage, ob es gelingen würde, auch

große Einphasenmotoren betriebssicher und einfach zu bauen und auf diese Weise auch schwere, elektrische Lokomotiven herauszubringen. Die Bedeutung dieser Frage kann nur der ermessen, der das außerordentliche Mißtrauen der Elektrotechniker, einen Einphasenmotor brauchbar zu bauen, in Rechnung zieht. Schon als der Hamburger Betrieb in vollem Gange war, erhoben sich immer noch Zweifel, ob sich die Funkenbildung in angemessenen Grenzen halten ließe. Als ich 1903 mit der Behauptung hervortrat, daß ich einen 100-PS-Motor gebaut habe, meinten ernste Fachmänner: die obere Grenze der Leistung würde bald erreicht sein, (so Pichelmayer 1904 in einem Vortrag im Berliner Elektrotechnischen Verein). Kurz darauf baute ich den 200-PS-Motor, wie er in 100 Exemplaren auf der Hamburger Stadt- und Vorortbahn läuft, und schon 1906 machte ich mich an die Konstruktion und Ausführung eines 300-PS-Motors. — Es ist wahr, daß die Amerikaner (insbesondere Lamme von der Westinghouse Co., Pittsburg) parallel damit ähnliche Fortschritte machten, aber durchgehends unter Verwendung von Widerstandsverbindungen zwischen Ankerwicklung und Kommutatorsegmenten. — Der 300-PS-Motor war für Zahnradantrieb und führte dann zu dem Motor, der auf der Oranienburger Lokomotive (siehe Fig. 298 u. 299 S. 380 dieses Buches) zur Anwendung gelangte. Dieser 300-PS-Motor war sowohl in seiner elektrischen als auch in seiner mechanischen Ausführung die Fortsetzung der bisher gebauten Motoren. Er war im Untergestell aufgehängt wie ein gewöhnlicher Straßenbahnmotor, was den Nachteil hatte, daß ein bedeutender Teil des Gewichtes unabgefedert auf der Achse lag. Obwohl sich diese Ausführung als praktisch durchführbar erwies, so wurde dabei dennoch klar, daß diese Art der Lagerung eine Grenze haben mußte, bei der sie sich nicht mehr anwenden ließ[1]).

[1]) Es mußte also ein anderer Weg gesucht werden, die großen Leistungen unterzubringen und sie auf die Treibachsen zu übertragen. In dieser Beziehung war vorgearbeitet worden durch die Konstruktionen, die K. v. Kandó für die italienischen Drehstromlokomotiven ausgearbeitet hatte und durch die Konstruktionen der Amerikaner, insbesondere die der General Electric-Co. für die Baltimore—Ohio- und die New-York—Central-Ry-Lokomotiven und die der Westinghouse Co. für die New-York—New-Haven-Lokomotiven. Zur Verfügung standen

Vollkommener war die mechanische Anordnung der Drehstromlokomotiven v. Kandoscher Konstruktion für die italienischen Staatsbahnen. Bei dieser Konstruktion wird das Drehmoment des Motors durch Kuppelstangensysteme auf die Radachsen übertragen, wobei die Kuppelstangen das Spiel, welches zwischen dem

---

auch gewisse, wenn auch spärliche Erfahrungen über den Antrieb der Drehstrommotoren der Zossener Schnellbahnwagen. Der Antrieb der B.- und O.-Lokomotive, war ganz ähnlich dem der Oranienburger Einphasenlokomotive, d. h. er bot trotz der günstigen Erfahrungen bei mäßigen Geschwindigkeiten (maximal 50 km/Stde.) keine Möglichkeit, für höhere Geschwindigkeiten eine Lokomotive zu bauen, die den Oberbau wesentlich günstiger beanspruchte als die Dampflokomotiven.

Die damals schon laufende New-Haven-Lokomotive war in der Antriebsart grundsätzlich ähnlich gebaut wie der Schnellbahnwagen der A. E. G. Die Motoren, die mit der gleichen Tourenzahl wie die Treibachsen umliefen, übertrugen die Leistung durch die hohle Motorwelle über eine federnde Kupplung auf die Treibachsen. Die federnde Kupplung und das Spiel zwischen Radachse und der hohlen Welle waren so eingerichtet, daß sie dem Federspiel der Radachse gegenüber dem Rahmen der Lokomotive entsprachen. Die Motoren selbst waren im Rahmengestell gelagert und ihr Gewicht wurde durch die Untergestellfedern aufgenommen.

Gegen diese Konstruktion läßt sich einwenden, daß sie nicht einfach ist, und daß man mit einem immerhin komplizierten Federsystem rechnen muß. Das Federsystem der Schnellbahnwagen war damals noch nicht genügend lange im Betrieb, um ein abschließendes Urteil zuzulassen. Schwierigkeiten sind, soweit bekannt geworden, nicht aufgetreten. Mit der Federübertragung der New-Haven-Lokomotive sind wohl Anstände vorgekommen, doch ist die Konstruktion dann vervollkommnet und in ihrer neuen Form sind Federbrüche eine große Seltenheit geworden. Die Auswechslung der Federn kann bei dieser Bauart leichter vorgenommen werden.

In beiden Fällen ist aber der Fehler gemacht worden, daß trotz der komplizierten Übertragung keine Tourenübersetzung gewählt wurde und daher schwere und somit teure Motoren genommen werden mußten. Für den Schnellbahnwagen mit 200 km/Stde. Geschwindigkeit gilt dieser Vorwurf natürlich nicht. Für Geschwindigkeiten bis 75 km/Stde. war aber eine Zahnradübersetzung geboten.

Einen anderen Weg war die General Electric Co. bei der New-York-Central-Lokomotive gegangen. Sie hatte ihre Motoren bzw. deren Anker direkt auf die Achse gesetzt und durch die Wahl von vier zweipoligen Motoren, deren Ständer im Rahmen gelagert war, den durch das Federspiel zwischen Achse und Rahmen notwendigen Spielraum in den Motor verlegt. So elegant diese Lösung auch vom elektrischen Standpunkt aus war, eisenbahntechnisch war sie falsch. Das sich dabei ergebende tote Gewicht der einzelnen Treibachsen wuchs sich zu einer Gefahr für den Oberbau aus. Dasselbe Prinzip ist auch bei späteren Ausführungen beibehalten und das Gewicht pro Achse dadurch herabgemindert, daß die gesamte Lokomotivleistung auf acht Motoren verteilt wurde.

im Rahmen festgelagerten Motor einerseits und den Treibachsen andererseits vorhanden sein muß, hergeben. Dies bedeutete aber Motoren großer Leistung (1000 PS und mehr) mit verhältnismäßig geringen Umlaufszahlen (maximal etwa 400).

Im Jahre 1907 machte ich mich an den Entwurf großer direktgekuppelter Einphasenmotoren. Ich konnte mich bald überzeugen, daß nach den Gesichtspunkten und mit den Beanspruchungen, die bei den 200-PS-Motoren zur Anwendung gelangt waren, auch 1000-PS-Motoren auszuführen waren. Daraus ergab sich die Möglichkeit, schwere elektrische Maschinen zu bauen (siehe darüber auch Seite 388), womit für den elektrischen Vollbahnbetrieb das letzte Hindernis gefallen war.

Was die Schaltung betrifft, so konnte ich nur für solche Lokomotiven, die eine ausgeprägte Grundgeschwindigkeit hatten und eine bestimmte Zuggattung führten, eine der im Betrieb der Hamburger Stadt- und Vorortbahn und der Londoner Brighton-Bahn bewährten ähnliche Schaltung wählen. Für Lokomotiven, die Züge verschiedenen Gewichtes mit beliebiger Geschwindigkeit dauernd fahren müssen, war die Stadtbahnschaltung nicht elastisch genug. Ich habe dann auf die von Winter und mir erfundene Grundschaltung zurückgegriffen und nach eingehenden Versuchen die in Fig. 415 dargestellte Schaltung entwickelt. Es kann nicht unerwähnt bleiben, daß auch andere, z. B. Osnos und Alexanderson diese, im D. R. P. Nr. 153730 vom 15. November 1901 zuerst angegebene Schaltung aufgriffen und zu einer Zeit literarisch behandelten, da eine Notwendigkeit, sie praktisch anzuwenden, noch nicht vorlag. Daß der Anspruch auf diese Schaltung Winter und mir gehört, geht aus dem am Schlusse abgedruckten Urteil des Reichsgerichtes vom 2. Nov. 1912 hervor.

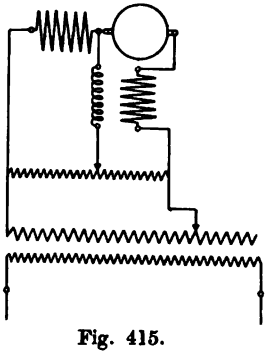


Fig. 415.

Um die zur reinen Stromwendung erforderliche Feldkomponente an der Kommutierungsstelle automatisch zu erzeugen, habe ich als einfachstes Mittel eine Drosselspule im Ausgleichsleiter

(Fig. 415) gefunden. Nachdem ich dieses Mittel im Prüffeld vollkommen selbständig gefunden hatte, ist mir nachträglich zur Kenntnis gekommen, daß diese Drosselspule von Osnos bereits im D. R. P. Nr. 219 309 beschrieben war.

Während bei der ursprünglichen Schaltung — Stadtbahnschaltung genannt — die zu schaltenden Ströme verhältnismäßig klein waren, so brachte es die Lokomotivschaltung mit sich, daß drei bis viermal größere Ströme zu bewältigen waren. Dieses Problem war von anderen schon in Angriff genommen, als einfachste und richtigste Lösung dieser Frage fand ich aber die mechanische wie elektrische Verstärkung des erstmalig auf der Spindlersfelder Strecke verwendeten Wechselstromschützens.

Aus dem Reichsgerichtsurteil vom 2. November 1912.

Das Wesen des angefochtenen Anspruches 1 des Patentes 153730 ist darin zu erblicken, daß bei Wechselstrom-Kommutatormotoren die Geschwindigkeit (Umdrehungszahl) des Läufers dadurch in ökonomischer Weise (ohne Spannungsverlust) geregelt werden soll, daß mittels eines Stufentransformators sowohl der Induktionswicklung des Ständers, wie auch dem Läufer durch Zuleitung an den Bürsten Arbeitsspannungen von solcher positiver oder negativer Größe zugeführt werden, daß sie durch ihr Zusammenwirken in dem Läufer den der gewünschten Umdrehungszahl entsprechenden elektrischen Gegendruck erzeugen.

Die Beschreibung geht aus von mehrphasigen asynchronen Wechselstrom-, speziell Drehstrommotoren. Diese laufen an sich ohne an den Bürsten angelegte Spannungen zufolge des umlaufenden Magnetfeldes, welches in dem von Sekundärströmen durchflossenen Anker die entgegengesetzten umlaufenden Pole erzeugt und so den Anker mit sich zieht. Bei synchronem Laufe, d. h. wenn die Tourenzahl genau der Wechselstromperiode, dividiert durch die Zahl der Polpaare, entspricht, würde in dem Anker durch die Umdrehung im Felde eine gegenelektromotorische Kraft (GEMK.) entstehen, welche gleich der induzierten Kraft, aber dieser entgegengesetzt, ist. An den Bürsten müßte also, auch wenn sie nicht kurzgeschlossen wären, die Spannung 0 herrschen. Der asynchrone

Drehstrommotor arbeitet aber stets mit Schlüpfung, d. h. er bleibt hinter der Bewegung des Drehfeldes zurück, weil bei Synchronismus der Ankerstrom und damit die Zugkraft aufhören würde. Infolge davon ist die GEMK. geringer als die induzierte, und diese Spannungsdifferenz wird um so größer, je mehr die Umdrehungszahl hinter dem Synchronismus zurückbleibt, also je langsamer der Motor läuft. Bei Kurzschließung der Bürsten muß aber die Differenz im Anker verbleiben und, wenn sie dort nicht vernichtet wird, bewirken, daß der Anker wieder seiner normalen, dem Synchronismus sich annähernden Tourenzahl (mit etwa 5% Schlüpfung bei voller Belastung) zutreibt. Die Vernichtung des Spannungsüberschusses im Anker durch Einschaltung von Widerständen oder dergleichen bietet daher ein wenn auch unökonomisches Mittel, die Tourenzahl herabzusetzen, indem sich die ihr entsprechende GEMK. der verminderten induzierten Spannung anpaßt.

Das angefochtene Patent verfolgt nun einen zunächst nicht neuen Weg, die Regulierung der Geschwindigkeit in ökonomischer Weise, ohne Spannungsverlust herbeizuführen. Es benutzt dazu das vom Gleichstrommotor her seit lange bekannte Gesetz, daß die GEMK. und damit die Umdrehungsgeschwindigkeit im wesentlichen (abgesehen von geringen, unvermeidlichen Spannungsverlusten im Anker) der an den Bürsten angelegten Spannung entspricht.

Schon Atkinson (Minutes of Proceeding 1898, S. 145) hatte vorgeschlagen, die Geschwindigkeit eines durch Induktion vom Ständer aus mit Strom gespeisten Ankers in der Weise zu regulieren, daß man die zugeführte Spannung und damit die erzeugte GEMK. mittels eines Stufentransformators der gewünschten Umdrehungszahl entsprechend bemesse. Diese Regelung war ökonomisch, weil dem Anker damit nicht mehr Spannung zugeführt wurde, als er zur Erzeugung gerade dieser Geschwindigkeit bedurfte. Dieselbe Maßnahme ist in dem von Atkinson angemeldeten britischen Patente 835/98 beschrieben. Die induzierende Ständerwicklung bildet zugleich ein zweites magnetisches Feld (Querfeld), welches mit dem senkrecht auf der Arbeitsachse stehenden Hauptmagnetfeld ein Drehfeld bildet und zugleich das vom Läufer gebildete Magnetfeld in geeigneter Weise kompen-

siert. Atkinson hatte daher theoretisch die Möglichkeit, auch einen Wechselstrommotor in ökonomischer Weise bezüglich der Geschwindigkeit derart zu regulieren, daß er die Induktionsspannung herauf- oder heruntersetzte, je nachdem er die Geschwindigkeit erhöhen oder erniedrigen wollte. Die Beklagte hat aber dargelegt und es ist von dem Sachverständigen bestätigt worden, daß der Atkinsonsche Motor tatsächlich nur für annähernd synchronen Lauf verwendbar ist, weil die Herabminderung der Spannung zugleich eine Schwächung des Quermagnetfeldes herbeigeführt und umgekehrt, während das Erfordernis der Vermeidung von Funken bzw. die Unterdrückung der durch das Hauptfeld in den jeweilig kurzgeschlossenen Ankerspulen hervorgerufenen Ströme es bedingt, daß die Veränderung dieses Querfeldes gerade im umgekehrten Sinne erfolgen, also bei steigender induzierter Spannung bzw. Umdrehungsgeschwindigkeit kleiner, bei abnehmender induzierter Spannung größer werden müßte. Alles dies wird übrigens von der Klägerin in der Erklärung vom 4. September 1912 als richtig zugestanden. Die Atkinsonsche Regelungsmethode steht daher im wesentlichen nur auf dem Papier und ist jedenfalls ohne weiteres in der Praxis nicht ausführbar.

Das angefochtene Patent verändert nun den Atkinsonschen Vorschlag dahin, daß es dem Anker nicht nur induktiv, sondern auch konduktiv über die Bürsten Arbeitsströme zuführt, von denen der eine die entgegengesetzte Richtung haben kann als der andere; ferner wird auch die Hauptmagnetwicklung des Ständers mit einem besonderen Wechselstrom gespeist, dessen Spannungsphase um 90° gegenüber der der Arbeitsströme verschoben ist, während sämtliche Ströme bezüglich ihrer Stärke in Phase sind. Diese sämtlichen drei Ströme, vorzugsweise aber die beiden Arbeitsströme, sollen nun für sich durch Stufentransformatoren in der Spannung reguliert werden.

Legt man nunmehr am Läufer die Spannung 0 an, d. h. schließt man die Bürsten kurz, so muß der Läufer eine der induzierten Spannung entsprechende GEMK. selbst erzeugen, und er wird demgemäß dem Synchronismus zustreben. Legt man eine Spannung an, die geringer ist als die induzierte Spannung, so wird er nur die

Differenz beider Spannungen durch Bewegung auszugleichen suchen, er wird also untersynchron laufen, und zwar um so langsamer, je geringer die Differenz ist, d. h. je mehr sich die angelegte Spannung der induzierten nähert. Legt man eine Spannung an, die der induzierten gleichkommt, so gibt es für den Läufer keine Gelegenheit, eine GEMK. zu entwickeln, er wird also stillstehen. Legt man endlich eine Spannung an, deren Richtung der der induzierten entgegengesetzt ist, so wird die vom Läufer mittels GEMK. auszugleichende Differenz größer als die induzierte Spannung, er wird also übersynchron laufen. Stets bestimmt die Differenz der beiden Spannungen, der induzierten und der konduktiven, das Maß der Bewegung. Daraus folgt, daß man die Geschwindigkeit nicht nur nach der neuen Methode durch Veränderung der konduktiven Spannung, sonden auch nach Atkinsons Methode durch Veränderung der induktiven Spannung und endlich auch durch Veränderung beider regulieren kann, weil es nur auf die Differenz der beiden Spannungen ankommt. Daneben steht selbstverständlich auch die bekannte Regulierung durch Abänderung des Hauptmagnetfeldes zu Gebote.

Diese Regulierungsmethode, welche, wie die Patentschrift auf S. 3[1]), Z. 48ff. dargelegt, auch auf die für elektrische Vollbahnen wichtigen mit Einphasen-Wechselstrom gespeisten Maschinen anwendbar ist, wobei nur vorausgesetzt wird, daß deren Magnetstrom in Phase der Spannung um 90° gegenüber den Arbeitsströmen verschoben ist, war zur Zeit der Anmeldung des Patentes durchaus neu und ist in den entgegengehaltenen Druckschriften nirgends beschrieben.

In der mündlichen Verhandlung hat die Klägerin die Behauptung der Vorwegnahme hauptsächlich auf die deutsche Patentschrift 110502 (1899) und die ihr entsprechende britische Patentschrift gestützt. Es kann dahingestellt bleiben, ob die letztere, die zum ersten Male im Termin vorgelegt und angezogen ist, überhaupt Berücksichtigung verdiente, zumal da die 5jährige Anfechtungsfrist des § 28 Abs. 2 des Patentgesetzes inzwischen längst ab-

---

[1]) Seite 423, 13. Zeile v. u. ff. dieser Sammlung.

gelaufen ist, vgl. R. G. I. Urt. vom 3. Januar 1910 Bl. f. P. M und Z W. 16. 198, weil eine Vorwegnahme auch dann nicht bewiesen wird, wenn man die deutsche Patentschrift aus der britischen ergänzt. Das Patent Langdon-Davis (Nr. 110 502) hat zunächst etwas ganz anderes zum Gegenstande als die Geschwindigkeitsregelung von Wechselstrommotoren. Die Zeichnungen stellen durchweg den gewöhnlichen Repulsionsmotor dar, die dem angefochtenen Patente eigentümliche Schaltung der unabhängigen Anlegung von Spannung sowohl an das Hauptmagnetfeld, wie auch an zwei besondere Arbeitswicklungen auf Ständer und Läufer ist nirgends auch nur angedeutet. Allerdings enthält nun die Beschreibung nebenbei die Bemerkung, man könne den Strom der Ankerwicklung durch die Bürsten zuführen und die Feldmagnetwicklung kurzschließen, oder umgekehrt, oder man könne endlich der Feld- und Ankerwicklung Strom zuführen. Letztere Methode erachtet die Klägerin für äquivalent mit der Schaltung des angefochtenen Patentes. Schon dies kann aber nicht zugegeben werden, weil das angefochtene Patent prinzipiell eine Speisung der Magnetwicklung unabhängig von der der Arbeitswicklung des Ständers vorsieht. Würde aber auch diese Schaltung als unter das angefochtene Patent fallend zu erachten sein, was unentschieden bleiben kann, so fehlt es doch an jedem Hinweis darauf, daß gerade sie mit Vorteil für die Geschwindigkeitsregelung verwandt werden kann, indem man zur Herabminderung der synchronen Tourenzahl dem Anker eine Spannung zuführt, die der der Magnetwicklung entgegenwirkt und so die Geschwindigkeit durch die Differenz beider Spannungen bestimmt. Vielmehr heißt es in dem folgenden Satze ganz kurz: „Die Kraft und Geschwindigkeit des Motors kann durch Drosselspulen und Vorschaltwiderstände geregelt werden." Und in der britischen Patentschrift heißt es nur, man könne zur Regelung der Geschwindigkeit Drosselspulen oder Widerstände sowohl in den induzierenden wie in dem induzierten Teil einschalten. Danach liegt der Erfindungsgedanke des angefochtenen Patentes den britischen Anmeldern ganz fern. Besonders der letzterwähnte Satz zeigt deutlich, daß ihnen die gesonderte Stromzuführung zu Ständer und Läufer nur als eine theoretische Möglichkeit vorgeschwebt

hat, daß sie sich aber bei der Frage der Geschwindigkeitsregelung nur den gewöhnlichen Repulsionsmotor vergegenwärtigt haben, bei dem der Strom dem einen Teile nur durch Induktion von anderen zugeführt wird. Auch die kurze Bemerkung in der Provisional Specification, daß die Stromzuführung mittels Transformators erfolgen könne, fällt nicht ins Gewicht, denn damit wird nichts weiteres offenbart, als was schon aus dem Vortrage von Atkinson bekannt war.

Im übrigen genügt eine kurze Erörterung der Fig. 8 des Patentes 74 684, da diese dem angefochtenen Patente, abgesehen von Atkinson, näher kommt als die anderen Veröffentlichungen. Auch dort wird beim Anlassen der Maschine Spannung an die Läuferwicklung gelegt, um eine zu rasche Stromaufnahme und ein zu plötzliches Anlaufen zu verhüten. Dagegen läuft die Maschine im eigentlichen Betriebe bei kurzgeschlossenen Bürsten annähernd synchron, und es ist eine Regulierung der Umdrehungszahl im Betriebe nicht vorgesehen. Entsprechend dem hiernach beschränkten Zwecke der Regulierung sind auch die beiden nur beim Anlassen nebeneinander benutzten Arbeitsspannungen nicht unabhängig voneinander regulierbar, vielmehr sind beide im Beginn des Anlassens gleich und es nimmt dann die induzierte Spannung genau in dem Verhältnis zu, wie die konduktive Spannung abnimmt. Es ist zugegeben, daß, wenn man einmal auf den dem angefochtenen Patente zugrunde liegenden Erfindungsgedanken gekommen war, die Fig. 8 des Patentes 74684 gewissermaßen die Ausführung an die Hand gab, indessen ist der Erfindungsgedanke selbst darin nicht offenbart. Gegenüber Atkinson ergibt das angefochtene Patent eine wesentliche Erweiterung der Regulierungsmöglichkeiten. Während Atkinson unbedingt die Induktionsströme und damit das Querfeld schwächen mußte, wenn er die Geschwindigkeit untersynchron gestalten wollte, kann nach dem angefochtenen Patente das Querfeld konstant erhalten oder sogar verstärkt werden, indem die Wirkung lediglich durch entsprechende Erhöhung der konduktiven Spannung herbeigeführt wird. Es wird also eine Regulierungsmethode geboten, die den Benutzer ganz erheblich freier stellt und ihm die Möglichkeit bietet, gewisse Bedingungen einzuhalten, die die Güte

des Betriebes, insbesondere die anzustrebende Funkenfreiheit erheischen. Allerdings sind die näheren Bedingungen, um Funkenfreiheit zu erzielen, von dem Erfinder zur Zeit der Anmeldung des Patentes noch nicht erkannt, jedenfalls nicht offenbart worden, so daß die nachherige Erkenntnis dem Patente nicht unmittelbar zur Stütze dienen kann. Es muß aber schon darin ein die Patentierung rechtfertigender Fortschritt erblickt werden, daß die Geschwindigkeitsregulierung von den engen Grenzen, in die sie zur Zeit Atkinsons noch gebannt war, befreit wurde, und daß dem Techniker Gelegenheit gegeben wurde, unter der unendlichen Zahl der sich nunmehr bietenden Möglichkeiten diejenigen an der Hand der Erfahrung zu wählen, welche der Natur der Maschine am besten entsprachen. Auch zur Zeit der Anmeldung mußte in der Eröffnung dieser neuen Möglichkeiten, wenn auch ein unmittelbar praktischer Vorteil damit noch nicht gegeben war, ein gewerblicher Fortschritt erblickt werden, denn es war ohne weiteres anzunehmen, daß die Technik bei Durcharbeitung der Erfindung bald Wege finden würde, wo sich Vorteile damit erzielen ließen. Es lag auch von vornherein nahe, daß man versuchen müsse, in Anwendung der neuen Methode, wie es tatsächlich gelungen ist, sei es empirisch, sei es durch bessere Aufdeckung der zugrunde liegenden Gesetze, zu einer besseren Überwindung des Nachteiles übermäßiger Funkenbildung zu gelangen, und es ist glaubhaft, daß auch dem Erfinder dieses Ziel schon damals in erster Linie vorgeschwebt hat, wie er selbst denn auch demnächst wesentlich zur Erreichung desselben durch einen grundlegenden Vortrag im Jahre 1903 beigetragen hat.

Aus diesen Gründen ist die Berufung zurückzuweisen.

Verlag von Julius Springer in Berlin

Lebenserinnerungen

von **Werner von Siemens**

Dritte Auflage, dritter unveränderter Abdruck
Mit dem Bildnis des Verfassers in Kupferätzung
Preis M. 5.—; in Halbleder gebunden Preis M. 7.—

Neunte Auflage — Wohlfeile Volksausgabe
Mit dem Bildnis des Verfassers in Kupferätzung. In Leinwand gebunden Preis M. 2.—

Wissenschaftliche und technische Arbeiten

von **Werner Siemens**

Erster Band: **Wissenschaftliche Abhandlungen und Vorträge**
Mit in den Text gedruckten Abbildungen und dem Bildnis des Verfassers
Zweite Auflage
Preis M. 5.—; in Leinwand gebunden M. 6.20

Zweiter Band: **Technische Arbeiten**
Mit 204 in den Text gedruckten Abbildungen
Zweite Auflage
Preis M. 7.—; in Leinwand gebunden M. 8.20

Wilhelm Siemens

von **William Pole**

Ehrensekretär der Institution of Civil Engineers
Mit Porträts, Abbildungen und einer Karte. Preis M. 8.—

Lebenserinnerungen eines Ingenieurs

Gesammelte Beiträge zu „Power" und „American Machinist"

von **Charles T. Porter**

Ehrenmitglied des Amerikanischen Maschineningenieur-Vereins,
Verfasser der „Abhandlung über den Dampfmaschinen-Indikator von Richards und über die Entstehung und Verwendung der Kraft in der Dampfmaschine", 1874; „Technik und Ethik", 1885

Übersetzt von

Dipl.-Ing. F. und **Frau E. zur Nedden**

Mit zahlreichen Textfiguren und Bildern. In Leinwand gebunden Preis M. 10.—

Lebendige Kräfte

Sieben Vorträge aus dem Gebiete der Technik

von **Max Eyth**

Zweite Auflage

Mit Textabbildungen. Preis M. 4.—; in Leinwand gebunden M. 5.—

Zu beziehen durch jede Buchhandlung

Verlag von Julius Springer in Berlin

Die Wechselstromtechnik. Herausgegeben von Dr.-Ing. **E. Arnold,** Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts der Großherzogl. Technischen Hochschule Fridericiana in Karlsruhe. In fünf Bänden.

I. Band: **Theorie der Wechselströme.** Zweite Auflage. Mit 591 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 24.—

II. Band: **Die Transformatoren.** Zweite Auflage. Mit 443 Textfiguren und 6 Tafeln. In Leinwand gebunden Preis M. 16.—

III. Band: **Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen.** Zweite Auflage. Mit 463 Textfiguren und 5 Tafeln. In Leinwand gebunden Preis M. 13.—

IV. Band: **Die synchronen Wechselstrommaschinen.** Zweite Auflage. Mit 530 Textfiguren und 18 Tafeln. In Leinwand gebunden Preis M. 22.—

V. Band: **Die asynchronen Wechselstrommaschinen.**

I. Teil: Die Induktionsmaschinen. Mit 307 Textfiguren und 10 Tafeln. In Leinwand gebunden Preis M. 18.—

II. Teil: Die Wechselstromkommutatormaschinen. Mit 400 Textfiguren, 8 Tafeln und dem Bildnis E. Arnolds. In Leinwand gebunden Preis M. 20.—

Arbeiten aus dem Elektrotechnischen Institut der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana in Karlsruhe. Herausgegeben von Professor Dr.-Ing. **E. Arnold,** Direktor des Instituts.

I. Band: 1908—1909. Mit 260 Textfiguren. Preis M. 10.—

II. Band: 1910—1911. Mit 284 Textfiguren. Preis M. 10.—

III. Band in Vorbereitung.

Die Gleichstrommaschine. Ihre Theorie, Untersuchung, Konstruktion und Arbeitsweise. Von Dr.-Ing. **E. Arnold,** Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts an der Großherzogl. Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe. Zweite, vollständig umgearbeitete Auflage.

I. Band: **Theorie und Untersuchung.** Mit 593 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 20.—

II. Band: **Konstruktion, Berechnung und Arbeitsweise.** Mit 502 Textfiguren und 13 Tafeln. In Leinwand gebunden Preis M. 20.—

Wechselstromtechnik. Von Dr. **G. Roeßler,** Professor an der Königlichen Technischen Hochschule zu Danzig. Zweite Auflage von „Elektromotoren für Wechselstrom und Drehstrom". I. Teil. Mit 185 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 9.—

Elektromotoren für Gleichstrom. Von Dr. **G. Roeßler,** Professor an der Königlichen Technischen Hochschule zu Danzig. Zweite, verbesserte Auflage. Mit 49 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 4.—

Theorie der Wechselströme. Von Dr. **A. Fraenckel,** Zürich. Mit 174 Textfiguren. Erscheint im Februar 1914.

Die Bahnmotoren für Gleichstrom. Ihre Wirkungsweise, Bauart und Behandlung. Ein Handbuch für Bahntechniker von **H. Müller,** Oberingenieur der Westinghouse-Elektrizitäts-Aktiengesellschaft, und **W. Mattersdorff,** Abteilungsvorstand der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft. Mit 231 Textfiguren und 11 lithographischen Tafeln, sowie einer Übersicht der ausgeführten Typen. In Leinwand gebunden Preis M. 15.—

Zu beziehen durch jede Buchhandlung

Verlag von Julius Springer in Berlin

Die Einphasenmotoren nach den deutschen Patentschriften. Mit Sachverzeichnissen der Deutschen Reichs-Patente über Einphasen- und Mehrphasen-Kommutator-Motoren. Von Dr.-Ing. **Erich Dyhr.** Mit 112 Textfiguren.
Preis M. 6.—

Das Pendeln bei Gleichstrommotoren mit Wendepolen. Von Dr. **Karl Humburg,** Diplomingenieur. Mit 50 Textfiguren. Preis M. 2.80

Anlasser und Regler für elektrische Motoren und Generatoren. Theorie, Konstruktion, Schaltung. Von Ing. **Rud. Krause** (Mittweida). Zweite, verbesserte und vermehrte Auflage. Mit 133 Textfiguren. Gebunden M. 5.—

Transformatoren für Wechselstrom und Drehstrom. Eine Darstellung ihrer Theorie, Konstruktion und Anwendung. Von **Gisbert Kapp.** Dritte, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 185 Textfiguren.
In Leinwand gebunden Preis M. 8.—

Aufgaben und Lösungen aus der Gleich- und Wechselstromtechnik. Ein Übungsbuch für den Unterricht an technischen Hoch- und Fachschulen, sowie zum Selbststudium von **H. Vieweger,** Professor am Technikum Mittweida. Dritte, verbesserte Auflage. Mit 174 Textfiguren und 2 Tafeln.
In Leinwand gebunden Preis M. 7.—

Kurzes Lehrbuch der Elektrotechnik. Von Dr. **A. Thomälen,** Elektroingenieur. Fünfte, verbesserte Auflage. Mit 408 Textfiguren.
In Leinwand gebunden Preis M. 12.—

Hilfsbuch für die Elektrotechnik. Unter Mitwirkung namhafter Fachgenossen bearbeitet und herausgegeben von Professor Dr. **Karl Strecker,** Geh. Oberpostrat. Achte, umgearbeitete und vermehrte Auflage. Mit 800 Figuren.
In Leinwand gebunden Preis M. 18.—

Die normalen Eigenschaften elektrischer Maschinen. Ein Datenbuch für Maschinen- und Elektroingenieure und Studierende der Elektrotechnik. Von Dr.-Ing. **Rudolf Goldschmidt,** Privatdozent an der Technischen Hochschule in Darmstadt. Mit 34 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 3.—

Kurzer Leitfaden der Elektrotechnik für Unterricht und Praxis in allgemein verständlicher Darstellung. Von Ing. **Rudolf Krause.** Zweite, vermehrte Auflage. Mit 341 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 5.—

Zu beziehen durch jede Buchhandlung

Verlag von Julius Springer in Berlin

Elektrische Starkstromanlagen, Maschinen, Apparate, Schaltungen, Betrieb. Kurzgefaßtes Hilfsbuch für Ingenieure und Techniker sowie zum Gebrauch an technischen Lehranstalten. Von Dipl.-Ing. **Emil Kosack,** Oberlehrer an den Kgl. Vereinigten Maschinenbauschulen zu Magdeburg. Mit 259 Textfiguren.
In Leinwand gebunden Preis M. 7.—

Die elektrische Kraftübertragung. Von Dipl.-Ing. **Herbert Kyser,** Oberingenieur. I. Band: **Die Motoren, Umformer und Transformatoren.** Ihre Arbeitsweise, Schaltung, Anwendung und Ausführung. Mit 277 Textfiguren und 5 Tafeln. In Leinwand gebunden Preis M. 11.—

Das elektrische Kabel. Von Dr. phil. **C. Baur,** Ingenieur. Eine Darstellung der Grundlagen für Fabrikation, Verlegung und Betrieb. Zweite, umgearbeitete Auflage. Mit 91 in den Text gedruckten Figuren.
In Leinwand gebunden Preis M. 12.—

Die Fernleitung von Wechselströmen. Von Dr. **G. Roeßler,** Professor an der Königlichen Technischen Hochschule in Danzig. Mit 60 Textfiguren.
In Leinwand gebunden Preis M. 7.—

Elektrotechnische Meßkunde. Von Dr.-Ing. **P. B. Arthur Linker.** Zweite, völlig umgearbeitete und verbesserte Auflage. Mit 380 in den Text gedruckten Figuren. In Leinwand gebunden Preis M. 12.—

Isolationsmessungen und Fehlerbestimmungen an elektrischen Starkstromleitungen. Von **F. Charles Raphael.** Autorisierte deutsche Bearbeitung von Dr. **Richard Apt.** Zweite, verbesserte Auflage. Mit 122 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 6.—

Messungen an elektrischen Maschinen. Apparate, Instrumente, Methoden, Schaltungen. Von **Rudolf Krause,** Ingenieur. Zweite, verbesserte und vermehrte Auflage. Mit 178 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 5.—

Elektrische und magnetische Messungen und Meßinstrumente. Von **H. S. Hallo** und **H. W. Land.** Eine freie Bearbeitung und Ergänzung des holländischen Werkes „Magnetische en Elektrische Metingen" von **G. J. van Swaay,** Professor an der Technischen Hochschule zu Delft. Mit 343 Textfiguren.
In Leinwand gebunden Preis M. 15.—

Archiv für Elektrotechnik. Herausgegeben unter Beteiligung des Verbandes Deutscher Elektrotechniker und des Elektrotechnischen Vereins von Dr.-Ing. **W. Rogowski,** Charlottenburg. Der Preis des Bandes beträgt M. 24.—, für Abonnenten der „Elektrotechnischen Zeitschrift" sowie Mitglieder des Verbandes Deutscher Elektrotechniker und des Elektrotechnischen Vereins M. 18.—. Probehefte jederzeit unberechnet vom Verlag.

Zu beziehen durch jede Buchhandlung